



# **Utilização de um Conversor Multinível Modular num Sistema de Tração Ferroviária com Frenagem Regenerativa**

**Vitor da Silva Chagas**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
**Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Orientador: Prof.<sup>a</sup> Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto

## **Júri**

Presidente: Prof.<sup>a</sup> Célia Maria Santos Cardoso de Jesus

Orientador: Prof.<sup>a</sup> Sónia Maria Nunes dos Santos Paulo Ferreira Pinto

Vogal: Prof. Walter Issamu Suemitsu

**Janeiro 2021**



# Declaração

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.



*À Ana Maria (In Memoriam)*



# Agradecimentos

Primeiramente eu gostaria de agradecer por demasiado à Professora Sónia Pinto por todo o suporte técnico, compreensão, paciência e incentivo durante a execução deste trabalho.

Agradeço ainda todo o apoio que obtive da minha família, que sempre se esforçou para que eu chegasse o mais longe possível. Minhas vitórias são suas também. Amo incondicionalmente todos vocês!

Agradeço principalmente à minha mãe Rita de Cássia por todo o seu engajamento na busca do melhor para mim. Tudo o que conquisto é para a sua felicidade e nada disso seria possível sem a sua ajuda.

Sou grato a todos os amigos que fiz durante o meu percurso. Pelo apoio que me deram, por estarem sempre comigo quando precisei e por me proporcionarem momentos inesquecíveis durante a minha jornada académica. Obrigado por sempre estarem presentes e por sempre estarem dispostos a me ajudar.

Dedico aqui os meus sinceros agradecimentos ao povo português, que soube me acolher desde o primeiro dia com muita simpatia. Agradeço ainda à República “A Desordem dos Engenheiros”, que foi a minha casa durante toda a minha estadia em Portugal e me deu amigos que levarei sempre comigo.

Em especial, agradeço a três grandes amigos mudaram a minha vida e vieram para ficar:

- Guilherme Sousa, que tornou o meu mestrado infinitamente mais fácil e divertido.
- José Augusto, que foi mais do que um irmão para mim durante a minha estadia em Portugal.
- Lílian Yocogawa, que sempre fez questão de cuidar de mim nos momentos em que mais precisei.

E não menos importante, sou grato à Escola Politécnica da Universidade Federal do Rio de Janeiro e ao Instituto Superior Técnico da Universidade de Lisboa pela oportunidade e pelo ensinamento ao longo desses anos.

O meu mais sincero obrigado a todos!



# Resumo

Os sistemas ferroviários de transporte são extremamente necessários para a integração do mundo moderno. O desenvolvimento da eletrificação destes sistemas propiciou diversas vantagens, tais como promover maior velocidade, maior segurança, menor impacto ambiental e maior capacidade de transporte.

Esta dissertação visa o estudo de um sistema de tração ferroviária alimentado a 25 kV- 50Hz, cujo funcionamento é baseado num conversor multinível modular devidamente controlado. Este trabalho simula o sistema existente nas locomotivas, que recebe a alimentação da rede através da catenária.

Após a apresentação das principais topologias de conversão multinível baseadas em fontes de tensão, justificar-se-á a utilização de um conversor multinível modular neste trabalho. A modularidade e a bidirecionalidade do conversor são as características principais que tornam o seu uso interessante em sistemas de tração elétrica ferroviária.

A simulação do sistema foi realizada por meio de um software específico e foram utilizados sistemas de controlo adequados para que se obtenha níveis de tensão e os demais parâmetros pretendidos. Para a validação do dimensionamento realizado, todos os resultados foram demonstrados graficamente.

**Palavras-chave:** Conversor Multinível Modular; Controlador; Bidirecionalidade; Transformador; Motor de Indução.



# Abstract

Rail transportation systems are needed for integration of the modern world. The development of the electrification of these systems provided several advantages such as greater speed, greater safety, less environmental impact and greater capacity.

This dissertation aims at the study of a railway traction system powered at 25kV-50Hz whose operation is based on a duly controlled modular multilevel converter. This work simulates the existing system in the locomotives, which receives the power from the network through the catenary.

After presenting the main multilevel conversion topologies based on voltage sources, the use of the modular multilevel converter in this work will be justified. The converter's modularity and bidirectionality are the main features that make its use interesting in railway electric traction systems.

The system simulation was performed using specific software and adequate control systems were used to obtain voltage levels and other desired parameters. For the validation of the dimensioning performed, all results were demonstrated graphically.

**Key words:** Modular Multilevel Converter; Controller; Bidirectionality; Transformer; Induction Motor.



# Índice

<b>Declaração</b> .....	<b>iii</b>
<b>Agradecimentos</b> .....	<b>vii</b>
<b>Resumo</b> .....	<b>ix</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>xi</b>
<b>Lista de Figuras</b> .....	<b>xv</b>
<b>Lista de Tabelas</b> .....	<b>xix</b>
<b>Lista de Abreviaturas e Símbolos</b> .....	<b>xxi</b>
<b>1. Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1. Contextualização .....	1
1.2. Sistema Proposto .....	2
1.3. Conteúdo .....	3
<b>2. Conversores de Alta Potência</b> .....	<b>5</b>
2.1. Motivação e Enquadramento.....	5
2.2. Conversor de Díodo Ligado ao Ponto Neutro .....	6
2.3. Condensadores Flutuantes .....	9
2.4. Associação Série de Conversores em Ponte.....	13
<b>3. Conversor Multinível Modular</b> .....	<b>17</b>
3.1. Introdução.....	17
3.2. Estrutura e Funcionamento .....	17
3.3. Conversor Multinível Modular Trifásico .....	21
3.4. Dimensionamento e Exemplo.....	25
<b>4. Modulação e Controlo</b> .....	<b>27</b>
4.1. Modulação .....	27
4.2. Controlo .....	28
4.2.1. Controlo da Corrente da Rede .....	28
4.2.2. Técnica <i>Anti-Windup</i> .....	31
4.2.3. Comando escalar $V/f$ no motor .....	32
<b>5. Simulação e Resultados</b> .....	<b>35</b>
5.1. Tensão Alternada Monofásica.....	35
5.2. Conversão 1 $\phi$ -AC para 3 $\phi$ -AC.....	37
5.3. Tensão Alternada Trifásica.....	41
5.4. Frenagem Regenerativa.....	44
<b>6. Conclusões</b> .....	<b>47</b>
<b>7. Referências Bibliográficas</b> .....	<b>49</b>
<b>Anexos</b> .....	<b>53</b>
Anexo A. Dimensionamento do Transformador .....	53
Anexo B. Esquema da Simulação no <i>Simulink</i> .....	54



# Lista de Figuras

Figura 1.1 – Sistema de Eletrificação Ferroviária da Europa [4].....	2
Figura 1.2 – Veículo de Tração com o Sistema Proposto.....	3
Figura 2.1 – Classificação dos Conversores de Alta Potência [5]. ....	5
Figura 2.2 – Configuração do NPC para n níveis. ....	6
Figura 2.3 – NPC com 3 níveis de tensão.....	7
Figura 2.4 – Configuração 1 para $i_{carga} > 0$ . ....	8
Figura 2.5 – Configuração 1 para $i_{carga} < 0$ . ....	8
Figura 2.6 – Configuração 2 para $i_{carga} > 0$ . ....	8
Figura 2.7 – Configuração 2 para $i_{carga} < 0$ . ....	8
Figura 2.8 – Configuração 3 para $i_{carga} > 0$ . ....	9
Figura 2.9 – Configuração 3 para $i_{carga} < 0$ . ....	9
Figura 2.10 – Configuração do FC para n níveis. ....	10
Figura 2.11 – Configuração do FC para 3 níveis. ....	11
Figura 2.12 – Conversor Multinível por Associação Série de Conversores em Ponte. ....	14
Figura 2.13 – Módulo Unitário. ....	14
Figura 2.14 – Conversor Múltinível com 2 Módulos. ....	15
Figura 3.1 – Configuração geral do MMC-1f com N submódulos. ....	18
Figura 3.2 – Submódulo em meia-ponte. ....	19
Figura 3.3 – Submódulo em ponte completa. ....	19
Figura 3.4 – Submódulo ON com $i_{sm}$ positivo. ....	20
Figura 3.5 – Submódulo OFF com $i_{sm}$ positivo. ....	20
Figura 3.6 – Submódulo ON com $i_{sm}$ negativo.....	20
Figura 3.7 – Submódulo OFF com $i_{sm}$ negativo.....	20
Figura 3.8 – Representação de um MMC com três fases.....	21
Figura 3.9 – Análise das Malhas de um MMC-1f. ....	22
Figura 3.10 – Representação dos estados de condução dos submódulos. ....	24
Figura 3.11 – Tensão no Braço Superior do Conversor. ....	25
Figura 3.12 – Tensão no Braço Inferior do Conversor. ....	26
Figura 3.13 – Tensão no ponto intermédio no Conversor.....	26

Figura 4.1 – Representação do sinal das modulantes e portadoras. ....	28
Figura 4.2 – Sinal de comparação das portadoras com a modulante. ....	28
Figura 4.3 – Ampliação do sinal PWM para variação da modulante. ....	29
Figura 4.4 – Sistema de Controlo no domínio do tempo.....	30
Figura 4.5 – Diagrama de Blocos do controlador linear.....	30
Figura 4.6 – Sistema de Controlo com Anti-windup.....	32
Figura 5.1 – Tensão da Rede.....	36
Figura 5.2 – Tensão do Secundário do Transformador. ....	36
Figura 5.3 – Corrente no Secundário do Transformador. ....	36
Figura 5.4 – Erro da Corrente de Entrada.....	37
Figura 5.5 – Sinal PWM do controlador. ....	38
Figura 5.6 – Tensão no Braço Superior. ....	38
Figura 5.7 – Tensão no Braço Inferior.....	38
Figura 5.8 – Tensão nos IGBTs de um Submódulo.....	39
Figura 5.9 – Corrente nos IGBTs em um Submódulo.....	39
Figura 5.10 – Corrente nos IGBTs com Valor Total de Amplitude.....	39
Figura 5.11 – Evolução da Frequência. ....	40
Figura 5.12 – Modulantes das Fases do MMC. ....	40
Figura 5.13 – Tensão na Saída de uma Fase do MMC.....	40
Figura 5.14 – Tensão de Entrada do Motor. ....	41
Figura 5.15 – Corrente Injetada no Motor. ....	42
Figura 5.16 – Torque Aplicado e Torque Eletromagnético do Motor.....	42
Figura 5.17 – Correntes no Estator. ....	42
Figura 5.18 – Correntes no Estator em Regime Permanente.....	43
Figura 5.19 – Corrente no Estator sem Suavizador.....	43
Figura 5.20 – Velocidade de Rotação do Motor.....	43
Figura 5.21 – Modulantes para a Situação de Frenagem.....	44
Figura 5.22 – Torque Aplicado e Torque Eletromagnético do Motor.....	45
Figura 5.23 – Velocidade do Motor com Frenagem.....	45
Figura 5.24 – Tensão e Corrente da Rede com Sistema em Frenagem.....	45
Figura A.1 – Representação do Sistema no Simulink.....	54

Figura A.2 – Conversor Multinível Modular. ....	54
Figura A.3 – Esquema de um Braço Positivo e de um Submódulo. ....	55
Figura A.4 – Controlo Linear da Corrente da Rede. ....	55
Figura A.5 – Modulantes para Controlo Escalar do Motor. ....	55
Figura A.6 – Modulação PSC-PWM. ....	56
Figura A.7 – Modelo do Motor do Simulink. ....	56



# Lista de Tabelas

Tabela 1.1 – Tipos de Sistemas de Eletrificação Ferroviária.....	1
Tabela 2.1 – Relação entre dispositivos e número de níveis do NPC.....	7
Tabela 2.2 – Estados dos semicondutores e níveis de tensão no NPC de 3 níveis.....	7
Tabela 2.3 – Relação entre níveis e número de condensadores.....	10
Tabela 2.4 – Estados dos semicondutores e níveis de tensão em um braço do FC de 3 níveis. ....	11
Tabela 2.5 – Estado dos dispositivos e do condensador para as 4 configurações. ....	12
Tabela 2.6 – Estados, tensão nos braços e tensão na carga de um FC de 3 níveis em ponte completa. .....	12
Tabela 2.7 – Conduções no Módulo Unitário.....	13
Tabela 2.8 – Sistema de Comando do Conversor de 5 níveis.....	15
Tabela 3.1 – Funcionamento dos submódulos. ....	20
Tabela 3.2 – Tensão nos braços e na saída.....	23
Tabela 3.3 – Estados dos Semicondutores.....	24
Tabela 3.4 – Parâmetros do MMC Monofásico.....	25
Tabela 5.1 – Parâmetros da Rede. ....	35
Tabela 5.2 – Parâmetros do Conversos Multinível Modular. ....	37
Tabela 5.3 – Parâmetros do Controlador. ....	37
Tabela 5.4 – Especificações e parâmetros do Motor Trifásico. ....	41



# Lista de Abreviaturas e Símbolos

**C** – Condensador de um submódulo [F]

**CSC** – Sigla do Inglês, *Current Source Converter*

**$C_{11}$**  – Condensador flutuante [F]

**$C_{12}$**  – Condensador flutuante [F]

**D** – Díodos em antiparalelo que estão presentes nos semicondutores

**$D'$**  – Díodos do Conversor de Díodos ligados ao Ponto Neutro

**$e$**  – Erro do sinal a ser controlado

**$f$**  – Frequência [Hz]

**$f_c$**  – Frequência de comutação dos semicondutores do Conversor Multinível Modular [Hz]

**FC** – Sigla do inglês, Flying Capacitor

**$f_n$**  – Frequência nominal do motor [Hz]

**$f_p$**  – Fator de potência do Motor

**$G(s)$**  – Função de transferência do controlador

**HVDC** – Sigla do inglês, *High Voltage Direct Current*

**$i_a$**  – Corrente total que circula na fase A do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_{a\_circ}$**  – Corrente circulante da fase A do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_{ac}$**  – Corrente a ser controlada na entrada do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_{b\_circ}$**  – Corrente circulante da fase B do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_{c\_circ}$**  – Corrente circulante da fase C do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_{carga}$**  – Corrente na carga no Conversor de Condensadores Flutuantes [A]

**$i_{CC}$**  – Corrente no andar DC do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_e$**  – Corrente no estator do motor [A]

**IGBT** – Sigla do inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*

**$i_n$**  – Corrente no braço negativo do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_{nom}$**  – Corrente nominal do motor [A]

**$i_{na}$**  – Corrente no braço negativo da fase A do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_p$**  – Corrente no braço positivo do Conversor Multinível Modular [A]

**$i_{pa}$**  – Corrente do braço positivo da fase A do Conversor Multinível Modular [A]

$i_{part}$  – Corrente de partida do motor [A]

$i_{sm}$  – Corrente que percorre um submódulo [A]

$K_a$  – Ganho do *anti-windup* do controlador linear de corrente

$K_D$  – Ganho de um sistema

$K_i$  – Ganho integral do controlador linear de corrente

$K_p$  – Ganho proporcional do controlador linear de corrente

$L_a$  – Indutância de acoplamento do Conversor Multinível Modular [H]

$L_f$  – Indutância da rede [H]

**MMC** – Sigla em inglês *Modular Multilevel Converter* referente ao Conversor Multinível Modular

$n$  – Quantidade de níveis dos conversores

$N$  – Quantidade de submódulos do Conversor Multinível Modular

$n_i$  – Quantidade de módulos no braço inferior

$n_{iON}$  – Quantidade de submódulos simultaneamente no estado ON no braço negativo do Conversor Multinível Modular

$n_m$  – Quantidade de estados possíveis em cada submódulo

$N_{nom}$  – Velocidade Nominal do motor [rpm]

**NPC** – Sigla em inglês “Neutral Point Clamped” referente aos Conversores de Díodos Ligados ao Ponto Neutro

$n_s$  – Quantidade de submódulos no braço superior do Conversor Multinível Modular

$N_{sinc}$  – Velocidade síncrona do motor [rpm]

$n_{sON}$  – Quantidade de submódulos simultaneamente no estado ON no braço positivo do Conversor Multinível Modular

$p$  – Número de par de polos do motor

**PI** – Sigla para o controlador “Proporcional e Integral”

$P_{nom}$  – Potência nominal do motor trifásico [W]

**PSC\_PWM** – Sigla do inglês, *Phase-Shifted Carrier Pulse Width Modulation*

$R$  – Resistência equivalente do ponto de vista do controlador linear [ $\Omega$ ]

$R_{cc}$  – Resistência interna da fonte DC do Conversor Multinível Modular [ $\Omega$ ]

$R_{fase}$  – Resistência de uma fase do Conversor Multinível Modular [ $\Omega$ ]

$R_L$  – Resistência do filtro de entrada do Conversor Multinível Modular [ $\Omega$ ]

$R_{ON}$  – Resistência dos semicondutores do Conversor Multinível Modular [ $\Omega$ ]

$R_{rede}$  – Resistência equivalente da rede para dimensionamento de controladores [ $\Omega$ ]

$SM$  – Representação dos submódulos

$Sn$  – Representação dos semicondutores

$S_{nabc}$  – Estados dos semicondutores do braço negativo das três fases do Conversor Multinível Modular

$S_{pabc}$  – Estados dos semicondutores do braço positivo das três fases do Conversor Multinível Modular

$T_1$  – Representação do transistor do submódulo

$T_D$  – Tempo de atraso da função de transferência do controlador linear [s]

$T_{el}$  – Torque eletromagnético do motor [N.m]

$T_n$  – Período de comutação dos semicondutores [s]

$T_{nom}$  – Torque nominal do motor [N.m]

$T_p$  – Polo do controlador linear de corrente

$T_{part}$  – Torque de partida do motor [N.m]

$T_z$  – Zero do controlador linear de corrente

$U$  – Fonte de tensão contínua do Conversor de Díodos Ligados ao Ponto Neutro e do Conversor de Condensadores Flutuantes [V]

$U_0$  – Tensão na saída do Conversor *Cascaded H-Bridge* [V]

$U_a$  – Fonte de tensão contínua do Conversor de Condensadores Flutuantes e de Díodos Ligados ao Ponto Neutro [V]

$U_b$  – Tensão do braço inferior do Conversor de Díodos Ligados ao Ponto Neutro [V]

$U_{b1}$  – Tensão do braço esquerdo do Conversor de Condensadores Flutuantes e de Díodos Ligados do Ponto Neutro [V]

$U_{b2}$  – Tensão do braço direito do Conversor de Condensadores Flutuantes [V]

$u_c$  – Amplitude da portadora do controlador linear

$U_c$  – Tensão na carga do Conversor de Díodos Ligados ao Ponto Neutro [V]

$U_{DC}$  – Fontes de Tensão do Conversor *Cascaded H-Bridge* [V]

$U_{saída}$  – Tensão na saída do Conversor de Condensadores Flutuantes e do Conversor de Díodos Ligado ao Ponto Neutro [V]

$v_0$  – Tensão na carga de um Conversor Multinível Modular Monofásico [V]

$v_{ac}$  – Tensão que alimenta o Conversor Multinível Modular Monofásico [V]

$V_c$  – Tensão nos condensadores dos submódulos [V]

$V_{cab}$  – Tensão nos condensadores dos submódulos das três fases do Conversor Multinível Modular [V]  
 $V_{cc}$  – Fonte de tensão contínua no Conversor Multinível Modular [V]  
 $V_{mot}$  – Tensão no motor [V]  
 $v_n$  – Tensão no braço negativo do Conversor Multinível Modular [V]  
 $v_{nabc}$  – Tensão no braço inferior para as três fases do Conversor Multinível Modular [V]  
 $v_{nom}$  – Tensão nominal trifásica do motor [V]  
 $v_o$  – Tensão intermédia do Conversor Multinível Modular [V]  
 $v_p$  – Tensão no braço positivo do Conversor Multinível Modular [V]  
 $v_{pabc}$  – Tensão no braço superior para as três fases do Conversor Multinível Modular [V]  
 $v_{PWM}$  – Tensão representada pela modulação do sistema de controlo [V]  
 $v_{rede}$  – Tensão da rede de média tensão [V]  
**VSC** – Sigla do Inglês, *Voltage Source Converter*  
**VSI** – Sigla do Inglês, *Voltage Source Inverter*  
**VSR** – Sigla do Inglês, *Voltage Source Rectifier*  
 $v_{sm}$  – Tensão num submódulo do Conversor Multinível Modular [V]  
 $\alpha_i$  – Sensor de corrente  
 $\Delta i_{Lmáx}$  – Variação máxima da corrente na bobine [A]  
 $\xi$  – Coeficiente de amortecimento  
 $\phi_{1-m}$  – Diferença entre fases entre duas portadoras [s]  
 $\omega_n$  – Frequência nominal [rad/s]

# 1. Introdução

## 1.1. Contextualização

Werner von Siemens apresentou o primeiro sistema movido por tração elétrica para passageiros na Exposição Industrial de Berlim de 1879. A primeira linha inaugurada foi a *Gross-Lichterfelde*, na Alemanha. Este veículo era alimentado a 180V por um motor de corrente contínua com potência de 10 cv, no qual a energia era proveniente de uma usina a vapor, sendo transmitida através cabos de aço, e os carros atingiam uma velocidade aproximada de 20km/h [1].

Com o aumento da poluição causado pelas locomotivas a vapor, o desenvolvimento dos sistemas elétricos de locomoção passou a ser priorizado. Após a inauguração em Berlim, outras cidades como Brighton, Viena e Londres passaram a utilizar o mesmo modelo de alimentação ainda no século XIX.

Com o decorrer dos anos, vários sistemas de eletrificação passaram a ser desenvolvidos, como pode ser observado na Tabela 1.1, que apresenta os níveis de tensão assim como a faixa de distanciamento entre as subestações [2].

*Tabela 1.1 – Tipos de Sistemas de Eletrificação Ferroviária.*

<b>Sistema</b>	<b>Nível de Tensão</b>	<b>Distância entre subestações</b>
<b>DC</b>	3 kV	Média
<b>DC</b>	1,5 kV	Média
<b>DC</b>	0.6 – 1,4 kV	Pequena
<b>AC Monofásico</b>	15 kV – 16,7 Hz 25 kV – 50 Hz	Alta
<b>AC Trifásico</b>	25 kV – 50 Hz	Alta

O tipo de alimentação a 25 kV-50 Hz tornou-se popular em vários países – conforme Figura 1.1 – uma vez que o aprimoramento dos conversores de alta potência possibilitou a independência da alimentação do tipo de motor de tração [3].

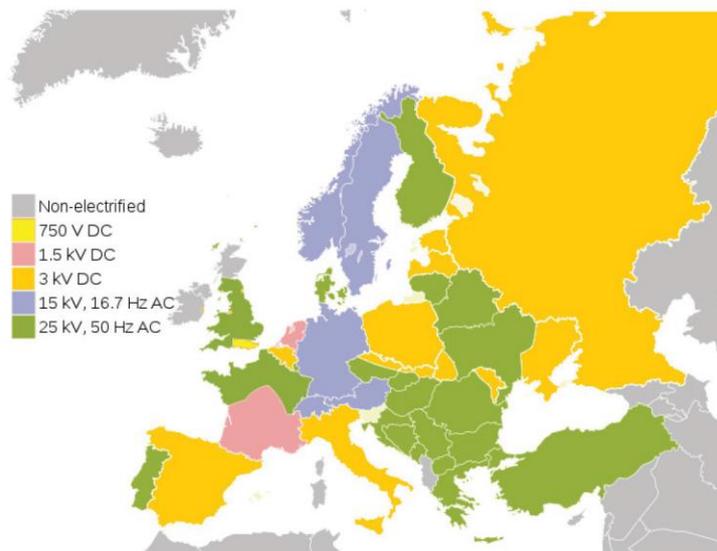


Figura 1.1 – Sistema de Eletrificação Ferroviária da Europa [4].

## 1.2. Sistema Proposto

O desenvolvimento dos sistemas de tração ferroviária alimentados a 25 kV desenvolveu-se principalmente a partir do aperfeiçoamento dos IGBTs, que propiciaram soluções para a conversão de potência em média tensão. Uma solução para a conversão de média potência utilizada nestas aplicações é o Conversor Multinível Modular, conhecido como MMC. Algumas das características do MMC são:

- Estrutura modular adaptável a diferentes níveis de tensão e potência;
- Operação em estados redundantes;
- Forma de onda multinível expansível para muitos níveis de tensão a depender do número de submódulos utilizados;
- Alto nível de segurança;
- Modularidade.

Os sistemas alimentados a 25 kV-50 Hz possuem diversas vantagens quando comparado a outros sistemas:

- Menor seção transversal dos condutores aéreos;
- Maior intervalo entre subestações;
- Possibilidade de regenerar energia por frenagem;
- Menor custo de manutenção;
- Subestações mais simples de projetar;
- Maior eficiência de partida.

O sistema proposto para este trabalho é alimentado a 25 kV-50 Hz e combina a utilização de um transformador abaixador de tensão e MMCs que conectam o motor de indução do comboio. O sistema utilizado encontra-se ilustrado na Figura 1.2.

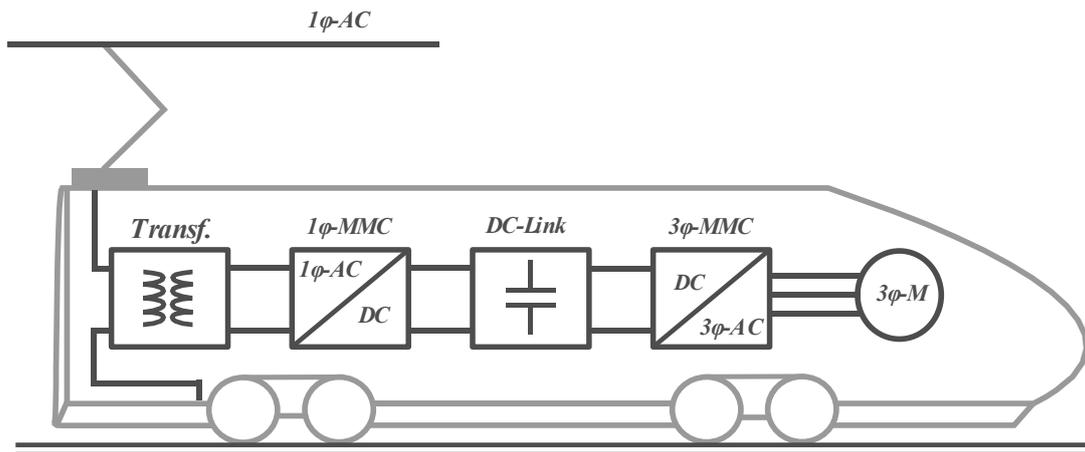


Figura 1.2 – Veículo de Tração com o Sistema Proposto.

### 1.3. Conteúdo

A presente dissertação é composta por 6 capítulos, pela bibliografia e um anexo.

O Capítulo 1 apresenta um enquadramento geral acerca do desenvolvimento do sistema ferroviário europeu assim como sua eletrificação. Sendo também apresentada uma introdução do sistema proposto a ser desenvolvido neste trabalho.

O Capítulo 2 apresenta as principais topologias dos conversores VSC utilizadas na engenharia, destacando-se principalmente a configuração em *H-Bridge*, cujo princípio de funcionamento é a base dos MMCs.

É introduzido o conceito de Conversor Multinível Modular, sendo em simultâneo explicado o seu princípio de funcionamento, no Capítulo 3. Adicionalmente, é apresentado um exemplo deste conversor para apenas uma fase, analisando-se algumas formas de onda de tensão.

O Capítulo 4 aborda o tipo de controlo para a corrente da rede, assim como os comandos para suavizar o arranque do motor e variar a sua velocidade.

Os resultados gráficos da simulação são apresentados e o funcionamento do sistema é validado no Capítulo 5.

Por fim, o Capítulo 6 expõe a conclusão do trabalho, assim como algumas sugestões para melhorar a implementação do sistema.

No Anexo A constam os valores dos parâmetros do transformador utilizado no sistema.

O anexo B apresenta o esquema da simulação realizada no *Simulink*.



## 2. Conversores de Alta Potência

### 2.1. Motivação e Enquadramento

Os conversores de alta potência podem ser divididos em dois grupos conforme a Figura 2.1.

O primeiro grupo consiste em conversores que possuem um barramento DC para armazenamento de energia. A depender de como a energia é armazenada, estes conversores podem ser classificados em dois tipos [5]:

- Conversor de fonte de tensão (VSC): Utilizam condensadores no barramento DC como forma de armazenamento de energia.
- Conversor de fonte de corrente (CSC): Utilizam bobines no barramento DC como forma de armazenamento de energia.

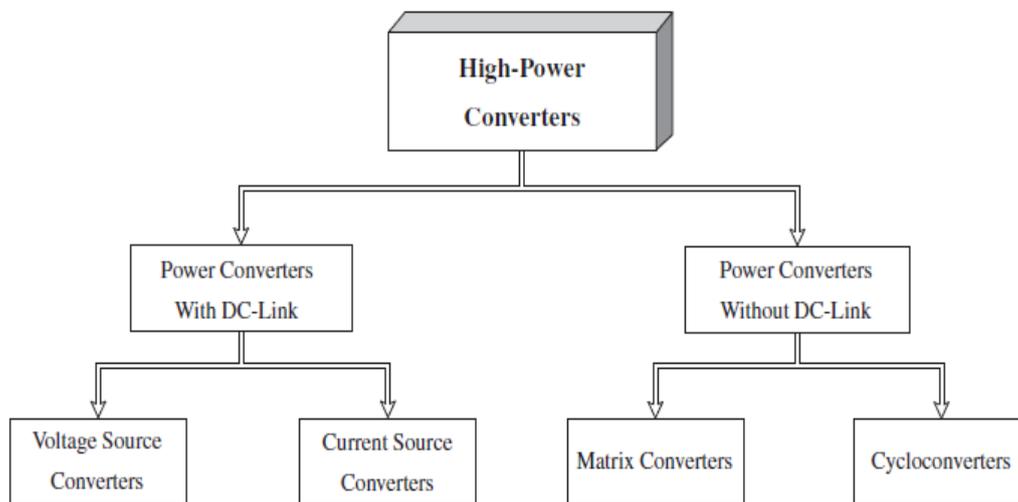


Figura 2.1 – Classificação dos Conversores de Alta Potência [5].

Os VSCs são os que possuem uma maior utilização na indústria e algumas de suas principais topologias serão abordadas a seguir neste capítulo.

No estágio de conversão AC-DC, os VSCs são classificados como retificadores (VSR) e durante a conversão DC-AC, são classificados como inversores (VSI). Estes conversores reversíveis de energia elétrica, cada vez mais eficientes, possuem uma ampla variedade de aplicações industriais, tais como transmissão em corrente contínua de alta tensão (HVDC) [6] e sistemas de tração elétrica ferroviária [7].

Para as aplicações mencionadas, os valores de tensão e corrente são suficientemente elevados de forma que nem os semicondutores mais modernos consigam suportar os níveis de tensão. Para isso, é necessário que estes sejam dispostos em série, aumentando a necessidade por circuitos adicionais de proteção e por sinais de comando sincronizados nos semicondutores [8].

A sincronização dos sinais de comando é necessária não só para que a tensão total possa ser igualmente dividida entre os dispositivos, mas também para que os semicondutores possam conduzir nos exatos instantes de tempo de forma a que não haja qualquer sobreposição.

De maneira geral, os conversores VSC possuem diversas vantagens, tais como [5] [9]:

- Possibilidade de operar com maiores níveis de potência;
- Baixa taxa de variação de tensão nos semicondutores;
- Capacidade de operação em baixas frequências de comutação;
- Menor taxa de distorção harmónica (THD) na tensão de saída;
- Correntes aproximadamente sinusoidais;
- Rendimento elevado;
- Caso necessários, os filtros de entrada e saída são pequenos.

## 2.2. Conversor de Díodo Ligado ao Ponto Neutro

A Figura 2.2 expõe a topologia de conversor de díodos ligados ao ponto neutro (Neutral Point Clamped – NPC), sendo esta constituída por um conjunto de díodos de fixação ligados a uma cadeia de semicondutores auxiliares que conecta os terminais de saída ao ponto de neutro. Os semicondutores são conectados aos condensadores em série que estão em paralelo com o barramento DC e funcionam como um divisor de tensão capacitivo.

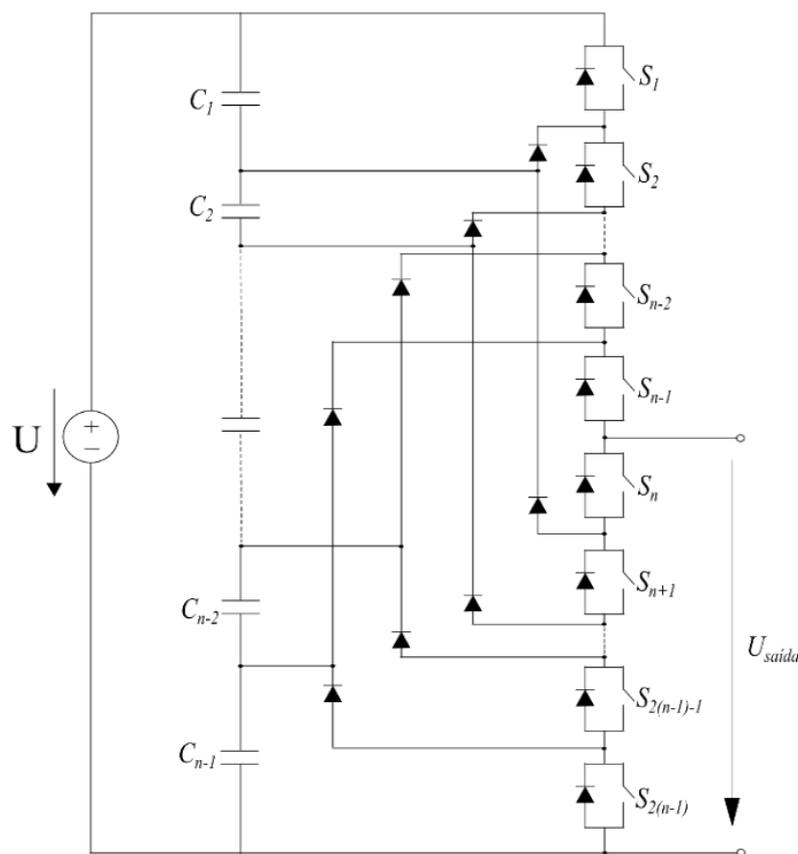


Figura 2.2 – Configuração do NPC para  $n$  níveis.

Tabela 2.1 – Relação entre dispositivos e número de níveis do NPC.

<b>Número de níveis</b>	<b><math>n</math></b>
<b>Número de níveis entre dois braços</b>	$2n - 1$
<b>Número de condensadores</b>	$n - 1$
<b>Número de díodos</b>	$(n - 1)(n - 2)$

Uma topologia multinível do NPC é representada na Figura 2.3, que possui configuração em meia ponte com 3 níveis de tensão e que será analisado a seguir.

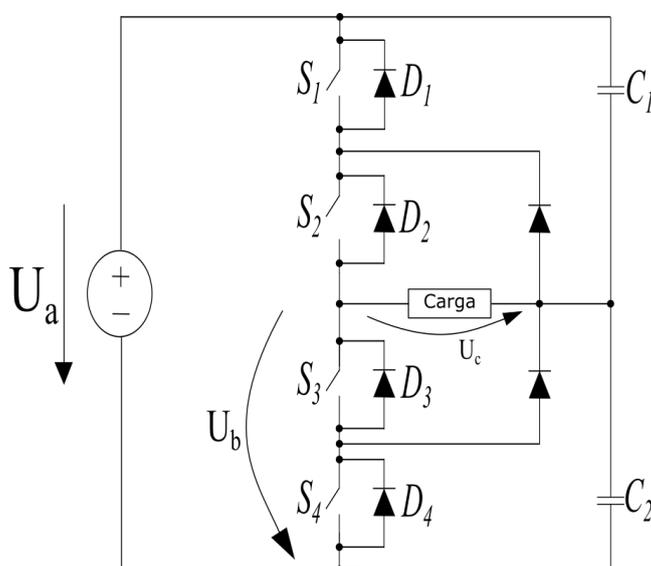


Figura 2.3 – NPC com 3 níveis de tensão.

É importante referir a possibilidade de 3 configurações de funcionamento. O estado dos semicondutores e dos níveis de tensão nos braços e na carga são apresentados na Tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Estados dos semicondutores e níveis de tensão no NPC de 3 níveis.

<b>Configuração</b>	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$U_b$	$U_c$
<b>1</b>	1	1	0	0	$U_a$	$\frac{U_a}{2}$
<b>2</b>	0	1	1	0	$\frac{U_a}{2}$	0
<b>3</b>	0	0	1	1	0	$-\frac{U_a}{2}$

A depender da configuração e do sentido da corrente na carga, diferentes semicondutores são disparados. As configurações são explicadas abaixo.

- Configuração 1:

$i_{carga} > 0$ : O caminho da corrente é feito através de  $S_1$  e  $S_2$ , de acordo com a Figura 2.4.

$i_{carga} < 0$ : O caminho da corrente é feito através de  $D_1$  e  $D_2$ , de acordo com a Figura 2.5.

- Configuração 2:

$i_{carga} > 0$ : O caminho da corrente é feito através de  $S_2$  e  $D'_1$ , de acordo com a Figura 2.6.

$i_{carga} < 0$ : O caminho da corrente é feito através de  $S_3$  e  $D'_2$ , de acordo com a Figura 2.7.

- Configuração 3:

$i_{carga} > 0$ : O caminho da corrente é feito através de  $D_3$  e  $D_4$ , de acordo com a Figura 2.8.

$i_{carga} < 0$ : O caminho da corrente é feito através de  $S_3$  e  $S_4$ , de acordo com a Figura 2.9.

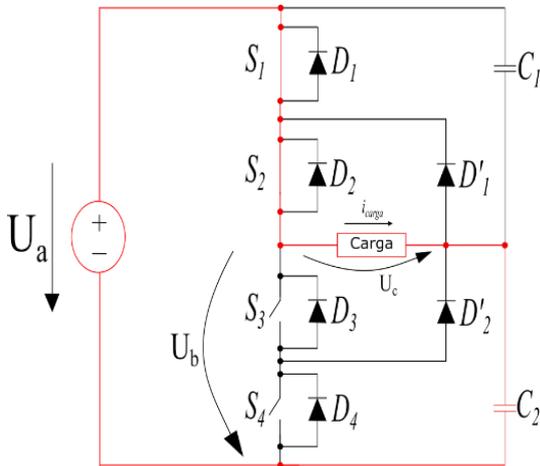


Figura 2.4 – Configuração 1 para  $i_{carga} > 0$ .

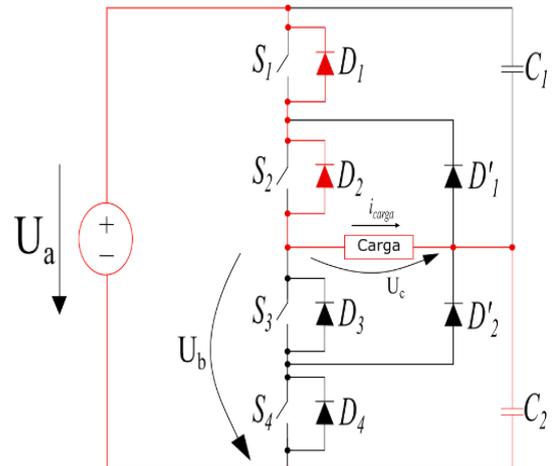


Figura 2.5 – Configuração 1 para  $i_{carga} < 0$ .

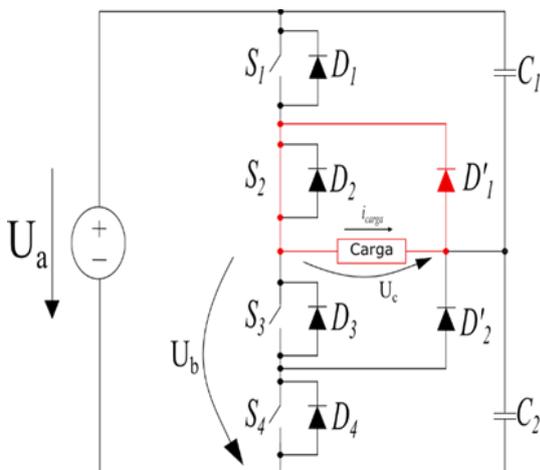


Figura 2.6 – Configuração 2 para  $i_{carga} > 0$ .

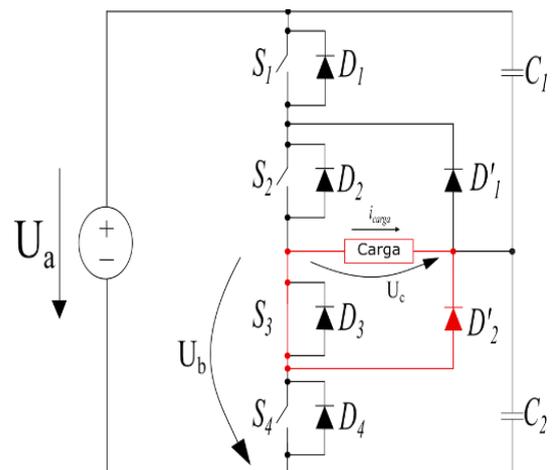


Figura 2.7 – Configuração 2 para  $i_{carga} < 0$ .

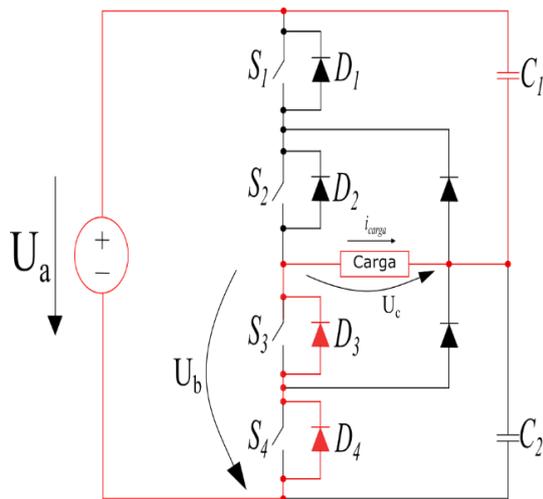


Figura 2.8 – Configuração 3 para  $i_{carga} > 0$ .

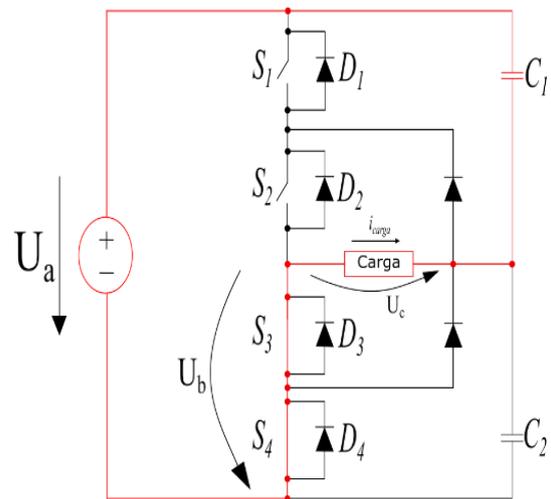


Figura 2.9 – Configuração 3 para  $i_{carga} < 0$ .

As principais vantagens do NPC são descritas abaixo [8]:

- A comutação em frequências relativamente baixas auxilia na manutenção de um elevado rendimento;
- Apenas metade da tensão é comutada, o que reduz as perdas por comutação na mesma proporção;
- Para um número elevado de níveis as componentes harmónicas são mais baixas, diminuindo assim a necessidade de utilização de filtros;
- Possibilidade de controlar o fator de potência.

Já as desvantagens do NPC são as seguintes [8] [10]:

- O número de díodos aumenta de forma quadrática em relação ao número de níveis a se utilizar;
- Maior complexidade de controlo de energia transitada;
- Para 3 níveis, a distribuição das perdas nos semicondutores dá-se de forma assimétrica;
- Altas perdas de comutação limitam a frequência de comutação a algumas centenas de hertz.

## 2.3. Condensadores Flutuantes

O conversor multinível com condensadores flutuantes (do inglês, *Flying Capacitor - FC*) foram apresentados pela primeira vez na década de 90. A controlabilidade dos semicondutores é uma das maiores inovações desta topologia quando comparada ao conversor de diodo ligado ao ponto neutro [10], [11].

Na Figura 2.10 é apresentada a configuração para este tipo de conversor – de um braço – com um número genérico  $n$  de níveis. O índice de cada capacidade representa o número de condensadores em série naquele ramo.

Os condensadores flutuantes possuem topologia similar aos conversores de diodo ligado ao ponto neutro, porém são utilizados condensadores para o equilíbrio dos níveis de tensão. Nesta

topologia, os braços podem ser utilizados individualmente, em ponte completa ou em grupos de três para um sistema trifásico.

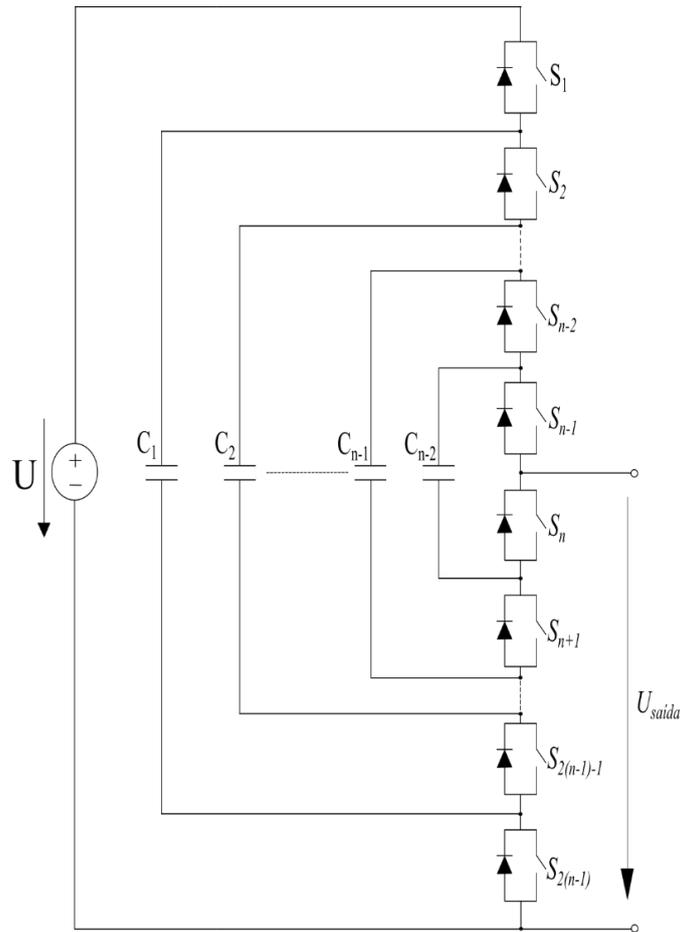


Figura 2.10 – Configuração do FC para n níveis.

A Tabela 2.3 apresenta informações sobre os números de dispositivos utilizados para uma certa quantidade n de níveis desejada.

Tabela 2.3 – Relação entre níveis e número de condensadores.

Número de níveis num braço	$n$
Número de níveis entre dois braços	$2n - 1$
Número de condensadores flutuantes em cada braço	$\frac{(n - 1)(n - 2)}{2}$

Uma topologia multinível de FC é mostrada na Figura 2.11, que possui configuração em ponte completa com 3 níveis de tensão e será analisada a seguir.

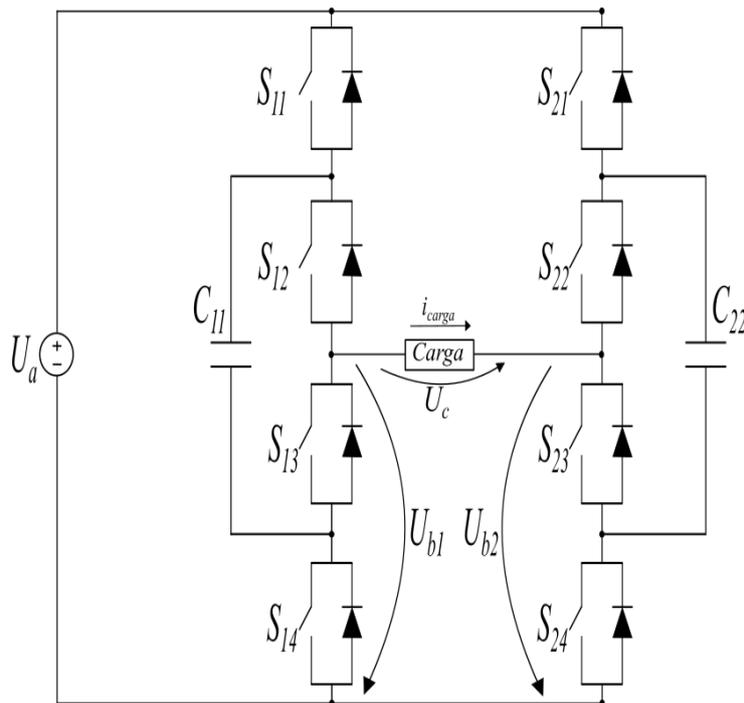


Figura 2.11 – Configuração do FC para 3 níveis.

Para a configuração acima, conclui-se pela Tabela 2.3 que 3 níveis num braço geram 5 níveis entre os braços e 1 condensador flutuante em cada braço.

Nota-se que para cada braço quatro configurações de funcionamento são possíveis. O estado dos semicondutores e os níveis de tensão num braço são apresentados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 – Estados dos semicondutores e níveis de tensão em um braço do FC de 3 níveis.

Configuração	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$U_{b1}$
1	1	1	0	0	$U_a$
2	1	0	1	0	$\frac{U_a}{2}$
3	0	1	0	1	$\frac{U_a}{2}$
4	0	0	1	1	0

A depender da configuração e do sentido de corrente da carga analisado, diferentes semicondutores são disparados. Os modos de funcionamento para o braço da esquerda da Figura 2.11 são apresentados na Tabela 2.5.

No conversor da Figura 2.11 é possível notar a existência de 16 estados possíveis, que estão mostrados na Tabela 2.6. É importante observar que a tensão na carga é a diferença entre a tensão nos dois braços. Alguns estados apesar de possuírem o mesmo efeito de tensão na carga, possuem efeito contrário em relação ao carregamento e descarregamento do condensador flutuante equivalente.

Por exemplo, os estados 2 e 3 criam a mesma tensão na carga, porém o carregamento do condensador  $C_{22}$  dá-se de forma oposta. O mesmo ocorre para os estados 5 e 9 com o condensador  $C_{11}$ .

Tabela 2.5 – Estado dos dispositivos e do condensador para as 4 configurações.

Configuração	$i_{carga}$	Dispositivos ON	Condensador $C_{11}$
1	>0	$S_{11}$ e $S_{12}$	X
	<0	$D_{11}$ e $D_{12}$	X
2	>0	$S_{11}$ e $S_{13}$	Carrega
	<0	$D_{11}$ e $D_{13}$	Descarrega
3	>0	$S_{12}$ e $S_{14}$	Descarrega
	<0	$D_{12}$ e $D_{14}$	Carrega
4	>0	$S_{13}$ e $S_{14}$	X
	<0	$D_{13}$ e $D_{14}$	X

Tabela 2.6 – Estados, tensão nos braços e tensão na carga de um FC de 3 níveis em ponte completa.

Estado	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{13}$	$S_{14}$	$S_{21}$	$S_{22}$	$S_{23}$	$S_{24}$	$U_{b1}$	$U_{b2}$	$U_c$
1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	1	0	1	0	$U_a$	$\frac{U_a}{2}$	$\frac{U_a}{2}$
3	1	1	0	0	0	1	0	1	$U_a$	$\frac{U_a}{2}$	$\frac{U_a}{2}$
4	1	1	0	0	0	0	1	1	$U_a$	0	$U_a$
5	1	0	1	0	1	1	0	0	$\frac{U_a}{2}$	$U_a$	$-\frac{U_a}{2}$
6	1	0	1	0	1	0	1	0	$\frac{U_a}{2}$	$\frac{U_a}{2}$	0
7	1	0	1	0	0	1	0	1	$\frac{U_a}{2}$	$\frac{U_a}{2}$	0
8	1	0	1	0	0	0	1	1	$\frac{U_a}{2}$	0	$\frac{U_a}{2}$
9	0	1	0	1	1	1	0	0	$\frac{U_a}{2}$	$U_a$	$-\frac{U_a}{2}$
10	0	1	0	1	1	0	1	0	$\frac{U_a}{2}$	$\frac{U_a}{2}$	0
11	0	1	0	1	0	1	0	1	$\frac{U_a}{2}$	$\frac{U_a}{2}$	0
12	0	1	0	1	0	0	1	1	$\frac{U_a}{2}$	0	$\frac{U_a}{2}$
13	0	0	1	1	1	1	0	0	0	$U_a$	$-U_a$
14	0	0	1	1	1	0	1	0	0	$\frac{U_a}{2}$	$-\frac{U_a}{2}$
15	0	0	1	1	0	1	0	1	0	$\frac{U_a}{2}$	$\frac{U_a}{2}$
16	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0

As principais vantagens para a topologia de condensadores flutuantes são [8]:

- O alto número de condensadores propicia a formação de estados redundantes devido à grande quantidade de combinações possíveis;
- Número menor de semicondutores utilizados quando comparado ao NPC;
- Os estados redundantes auxiliam no equilíbrio da tensão nos condensadores;
- Para um alto número de níveis o conteúdo harmónico baixo e não é necessária a utilização de filtros;
- Pode ser construído através de topologia modular.

As desvantagens para essa configuração são as seguintes:

- Para um elevado número de níveis, os conversores são mais volumosos e o custo torna-se mais elevado devido ao aumento de condensadores utilizados;
- Apesar dos estados redundantes, o controlo e balanceamento dos níveis de tensão nos condensadores ainda exige alta complexidade;
- Maiores perdas de comutação devido à maior complexidade do sistema de controlo, que exige frequências mais elevadas.

## 2.4. Associação Série de Conversores em Ponte

A Figura 2.12 representa uma associação em série de  $m$  conversores em ponte completa, que é conhecida como *Cascaded H-Bridges* [12].

Apesar da necessidade de uma fonte de tensão contínua independente para cada conversor, essa configuração é vantajosa pela sua simplicidade, que permite ajustar os níveis de tensão e potência com mais facilidade.

Além de possuir várias aplicações, essa topologia serve como base para diversos conversores cujas construções sejam realizadas em ponte [13]–[15].

A configuração aqui apresentada é a base para a compreensão do conversor que será apresentado no Capítulo 3.

A estrutura elementar de um conversor está representada na Figura 2.13. O nível de tensão na saída está relacionado com o disparo dos semicondutores e com a fonte de tensão contínua. A Tabela 2.7 resume os estados dos semicondutores e a tensão na saída para um único conversor.

Tabela 2.7 – Condições no Módulo Unitário.

$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$U_0$
1	0	0	1	$+U_{DC}$
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	$-U_{DC}$

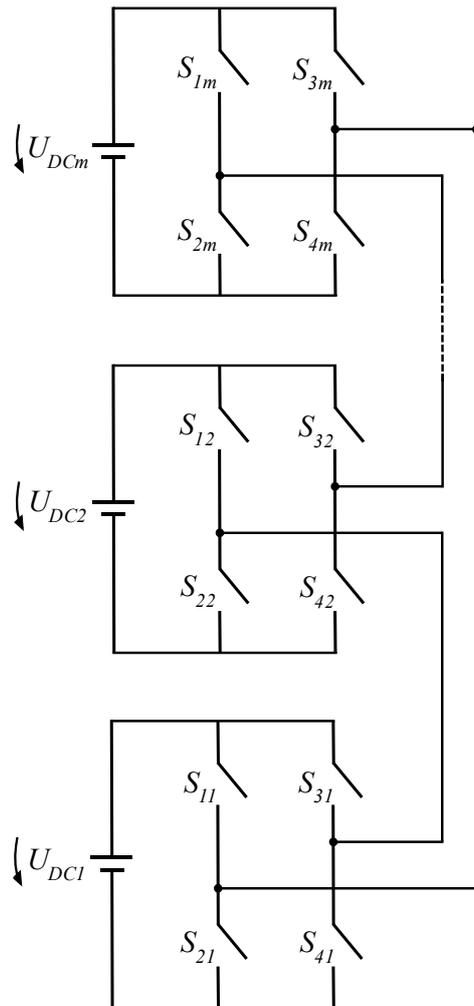


Figura 2.12 – Conversor Multinível por Associação Série de Conversores em Ponte.

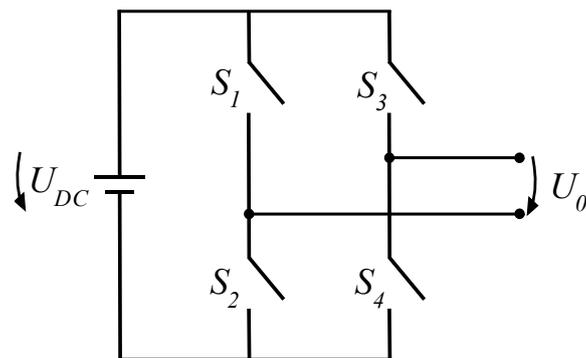


Figura 2.13 – Módulo Unitário.

Um exemplo de associação série com 2 conversores em ponte é representado na Figura 2.14 e a combinação de todos os estados dos semicondutores com a tensão de saída está apresentada na Tabela 2.8.

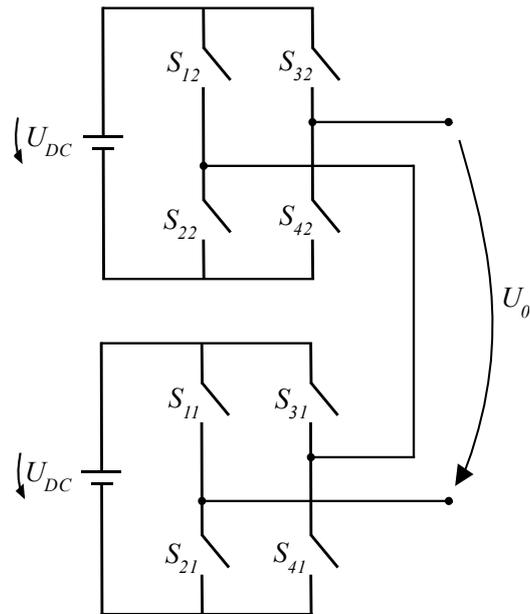


Figura 2.14 – Conversor Múltinível com 2 Módulos.

Pode-se notar que a associação da Figura 2.14 possui 5 níveis de tensão na saída:  $-2U_{DC}$ ,  $-U_{DC}$ ,  $0$ ,  $+U_{DC}$  e  $+2U_{DC}$ . Logo, a Equação (2.1) denota o número de níveis em relação ao número de fontes de tensão:

$$n = 2n_f + 1 \quad (2.1)$$

A Equação (2.1) é utilizada apenas quando todas as fontes de tensão possuem o mesmo valor.

Tabela 2.8 – Sistema de Comando do Conversor de 5 níveis.

$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{31}$	$S_{41}$	$S_{12}$	$S_{22}$	$S_{32}$	$S_{42}$	$U_0$
1	0	0	1	1	0	0	1	$-2U_{DC}$
1	0	0	1	1	0	1	0	$-U_{DC}$
1	0	0	1	0	1	0	1	$-U_{DC}$
1	0	1	0	1	0	0	1	$-U_{DC}$
0	1	0	1	1	0	0	1	$-U_{DC}$
0	1	0	1	0	1	0	1	$0$
1	0	1	0	1	0	1	0	$0$
0	1	0	1	1	0	1	0	$0$
1	0	1	0	0	1	0	1	$0$
1	0	0	1	0	1	1	0	$0$
0	1	1	0	1	0	0	1	$0$
0	1	1	0	0	1	0	1	$+U_{DC}$
0	1	1	0	1	0	1	0	$+U_{DC}$
0	1	0	1	0	1	1	0	$+U_{DC}$
1	0	1	0	0	1	1	0	$+U_{DC}$
0	1	1	0	0	1	1	0	$+2U_{DC}$

As principais vantagens dessa topologia são [8]:

- Possui menos semicondutores para o mesmo número de níveis se comparado às outras topologias;
- Maior número de níveis de tensão;
- As técnicas de comutação suave podem ser utilizadas;
- Pode ser utilizada através de estruturas modulares.

As principais desvantagens são:

- Necessidade de fontes de tensão contínua independentes para cada conversor;
- Funcionamento como retificador exige técnicas de controlo mais complexas.

## 3. Conversor Multinível Modular

### 3.1. Introdução

O Conversor Multinível Modular, conhecido como MMC (*Modular Multilevel Converter*) foi proposto pela primeira vez por Leniscar e Marquardt [16]. Os MMCs possuem características importantes, tais como modularidade, alta eficiência, formas de onda na saída com baixa taxa de distorção harmónica, escalabilidade para níveis de tensão e potência superiores, ausência de condensadores no andar DC e baixa interferência eletromagnética [17].

Pela simplicidade de construção e manutenção em caso de falhas, o MMC passou a ser utilizado em diversas aplicações de média e alta tensão, tais como em sistemas de tração, transmissão de energia em alta tensão de corrente contínua (HVDC), sistemas de armazenamento de energia e veículos elétricos à bateria. [6], [17]–[19]

Além das características mencionadas, o MMC apresenta diversas vantagens, tais como:

- Quanto maior o número de níveis desejado, menor a tensão a ser suportada pelos submódulos, ou seja, a especificação dos semicondutores não precisa ser alta.
- A taxa de distorção harmónica da tensão de saída diminui com o aumento do número de níveis.
- O alto número de combinações produz estados redundantes necessários para o equilíbrio de tensão dos condensadores.
- É possível controlar tanto o lado DC quanto o lado AC.

### 3.2. Estrutura e Funcionamento

Neste subcapítulo será realizada a análise de uma única fase do MMC, que embora não possua grandes aplicações em sistemas de potência, é essencial para se perceber o princípio de funcionamento do conversor.

A Figura 3.1 representa a topologia do MMC-1f conectado à rede, que é composto principalmente pela junção de dois braços – superior e inferior – que equalizam  $N$  submódulos de acordo com a Equação (3.1). Cada braço possui indutância de acoplamento  $L_a$ , que limita a sua corrente. O braço superior é conectado à extremidade positiva do andar DC, enquanto o braço inferior é conectado à extremidade negativa. Do ponto de encontro entre os braços a conexão à rede é realizada por um indutor de filtro  $L_f$ .

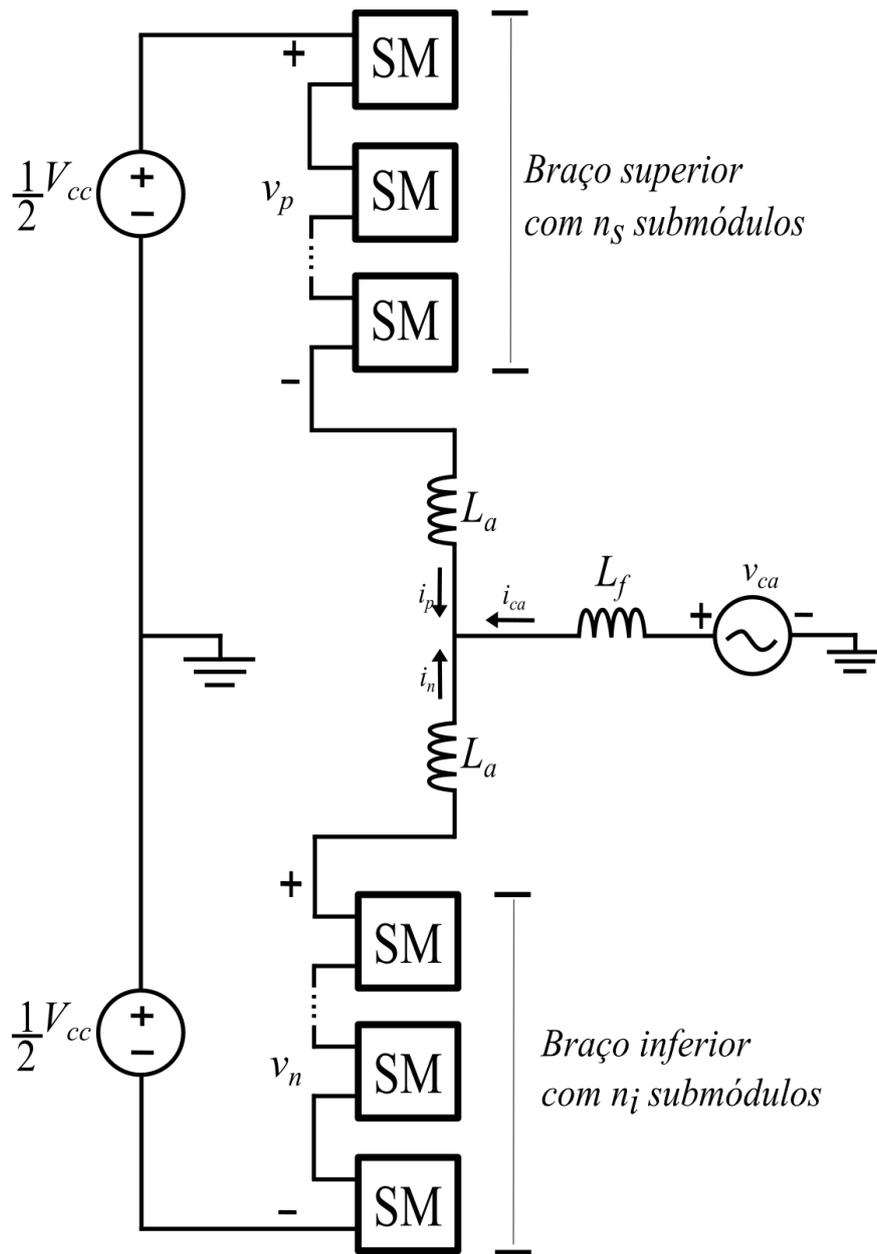


Figura 3.1 – Configuração geral do MMC-1f com  $N$  submódulos.

$$N = n_s + n_i \quad (3.1)$$

Em que  $n_s$  e  $n_i$  representam o número de submódulos nos braços superior e inferior, respectivamente.

O MMC é formado por submódulos idênticos, que dentre inúmeras topologias, as mais comuns são a de meia-ponte (Figura 3.2) e a de ponte completa (Figura 3.3). A topologia de meia-ponte apresenta menos perdas de comutação e utiliza menos dispositivos, sendo assim mais barata. Neste trabalho, será utilizada a configuração de meia-ponte.

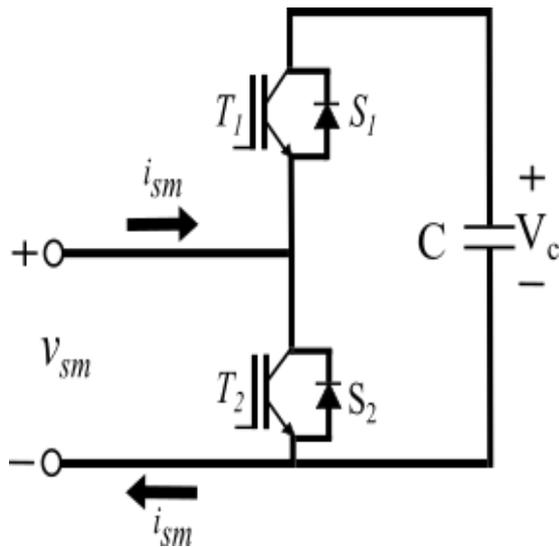


Figura 3.2 – Submódulo em meia-ponte.

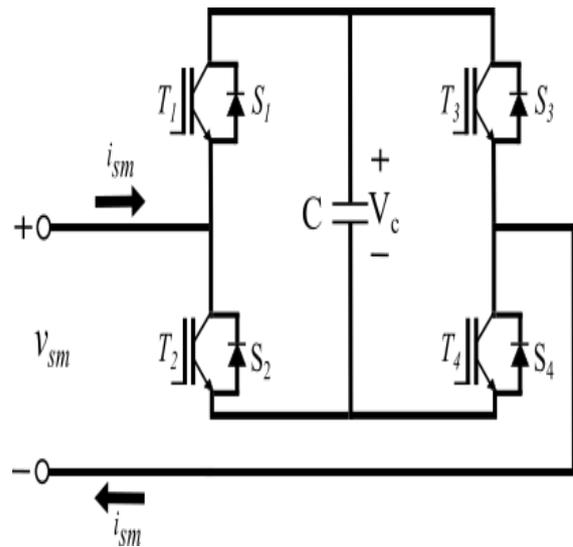


Figura 3.3 – Submódulo em ponte completa.

A topologia da Figura 3.2 é composta por dois IGBTs  $T_1$  e  $T_2$ , dois díodos em anti paralelo ( $D_1$  e  $D_2$ ) e um condensador  $C$ . Quando o submódulo está no modo ON, significa que o IGBT  $T_1$  está ativado e o  $T_2$  desativado. Quando o submódulo está no modo OFF, significa que o IGBT  $T_1$  está desativado e o  $T_2$  ativado. A Tabela 3.1 resume os estados de funcionamento do submódulo em meia-ponte de acordo com o sentido da corrente [20].

Para  $i_{sm}$  positivo:

- Na Figura 3.4, o submódulo encontra-se no estado ON e a corrente flui por  $S_1$ , resultando no carregamento do condensador  $C$  e no aumento da tensão  $V_c$ .
- Na Figura 3.5, o submódulo encontra-se no estado OFF, a corrente flui através de  $T_2$  e a tensão  $V_c$  no condensador se mantém constante.

Para  $i_{sm}$  negativo:

- Na Figura 3.6, o submódulo encontra-se no estado ON, a corrente flui através de  $T_1$ , o condensador  $C$  é descarregado e a tensão  $V_c$  diminui.
- Na Figura 3.7, o submódulo encontra-se no estado OFF, a corrente flui por  $S_2$  e a tensão  $V_c$  no condensador também se mantém constante.

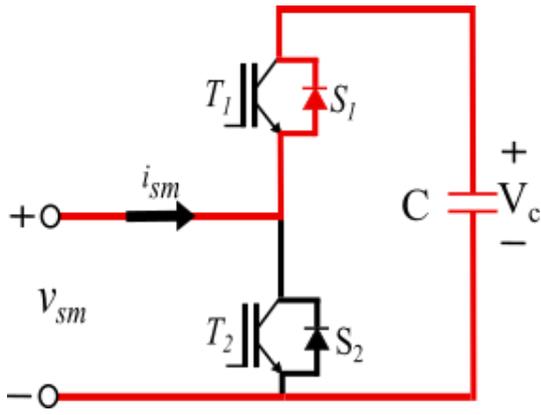


Figura 3.4 – Submódulo ON com  $i_{sm}$  positivo.

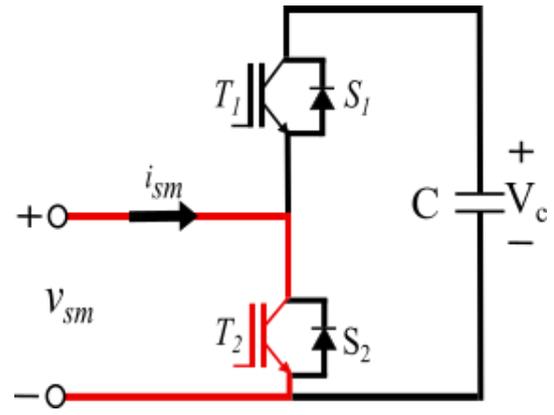


Figura 3.5 – Submódulo OFF com  $i_{sm}$  positivo.

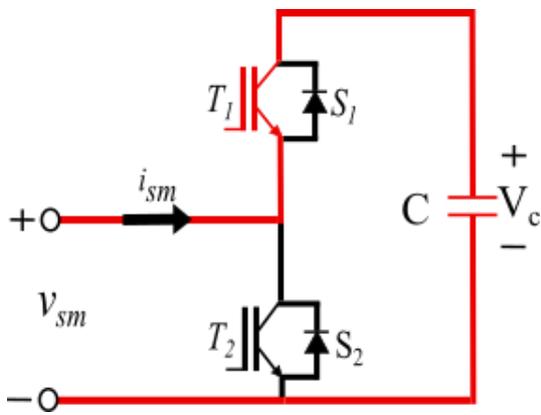


Figura 3.6 – Submódulo ON com  $i_{sm}$  negativo.

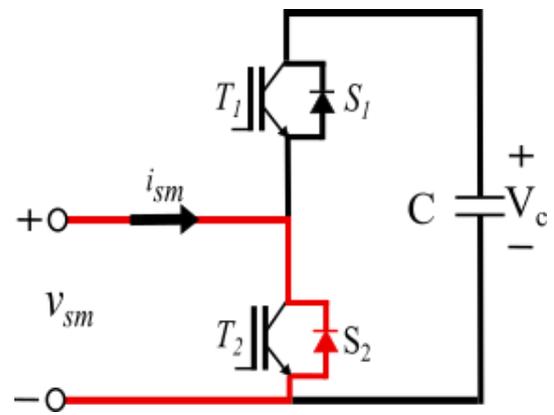


Figura 3.7 – Submódulo OFF com  $i_{sm}$  negativo.

Tabela 3.1 – Funcionamento dos submódulos.

Estado do SM	$T_1$	$T_2$	$i_{sm}$	$\Delta V_c$	$v_{sm}$
ON	ON	OFF	$>0$	+	$V_c$
ON	ON	OFF	$<0$	-	$V_c$
OFF	OFF	ON	$>0$	0	0
OFF	OFF	ON	$<0$	0	0

Conforme indicado na Equação (3.2), o número de submódulos a conduzir no braço de cima  $n_{sON}$  somado ao número de submódulos a conduzir no braço de baixo  $n_{iON}$  é igual ao número de submódulos por braço  $n_i$  ou  $n_s$ .

$$n_{sON} + n_{iON} = n_i = n_s \quad (3.2)$$

A Equação (3.3) mostra que a tensão dos condensadores depende do andar DC e do somatório de submódulos em cada braço.

$$V_c = \frac{2V_{cc}}{N} \quad (3.3)$$

As Equações (3.4) e (3.5) mostram como a tensão em cada um dos braços depende no número de submódulos que estão a conduzir:

$$v_n = n_{iON}V_c \quad (3.4)$$

$$v_p = n_{sON}V_c \quad (3.5)$$

A tensão intermédia do conversor é calculada através das Equações (3.6) e (3.7):

$$v_o = \frac{V_{cc}}{2} - v_p - L_a \frac{di_p}{dt} \quad (3.6)$$

$$v_o = -\frac{V_{cc}}{2} + v_n - L_a \frac{di_n}{dt} \quad (3.7)$$

### 3.3. Conversor Multinível Modular Trifásico

Na Figura 3.8 apresenta-se o esquema trifásico do conversor multinível, sendo este constituído por três fases que serão conectadas às suas respectivas cargas. Igualmente ao Subcapítulo 3.2, cada fase é formada por dois braços com submódulos conectados em série. A topologia que será apresentada neste estudo possuirá  $N = 10$  submódulos no braço do conversor, sendo 5 no braço superior e 5 no braço inferior.

As tensões nos braços positivos e negativos de cada fase podem ser definidas pelas Equações (3.8) e (3.9):

$$v_{pabc} = \sum_{k=1}^n S_{pabck} v_{cabck} \quad (3.8)$$

$$v_{nabc} = \sum_{k=1}^n S_{nabck} v_{cabck} \quad (3.9)$$

$S_{abc}$  será 1 ou 0 a depender do estado de condução do submódulo (1 = ON e 0 = OFF). O valor de  $v_{cabck}$  é a tensão dos condensadores presentes nos submódulos em cada fase.

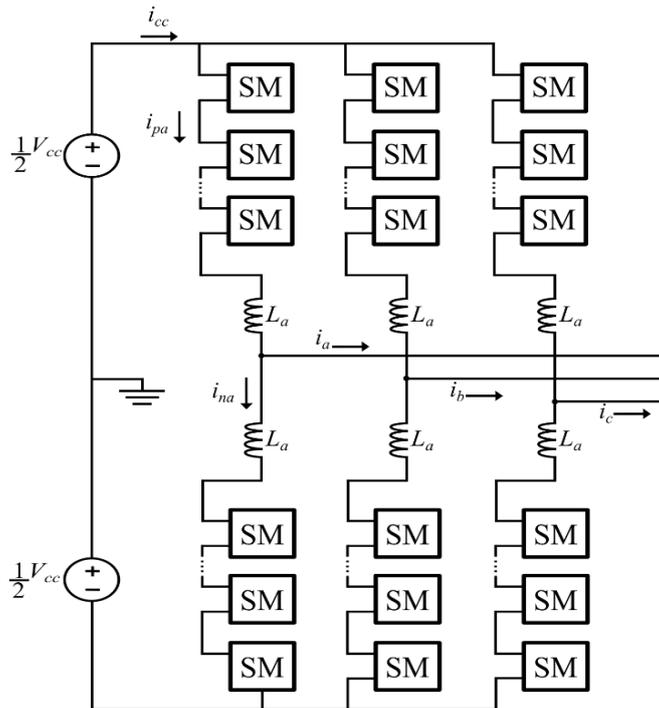


Figura 3.8 – Representação de um MMC com três fases.

As indutâncias de valor  $L_a$  do MMC além de limitarem correntes de falta no andar DC, também limitam as correntes circulantes entre este andar e os braços do conversor. Logo, pode-se definir por exemplo as correntes num dos braços para a fase  $a$ :

$$i_{pa} = \frac{i_{cc}}{3} + \frac{i_a}{2} + i_{a\_circ} \quad (3.10)$$

$$i_{na} = \frac{i_{cc}}{3} - \frac{i_a}{2} + i_{a\_circ} \quad (3.11)$$

Através de (3.10) e (3.11) obtém-se a expressão da corrente circulante para uma fase:

$$i_{a\_circ} = \frac{i_{pa}}{2} + \frac{i_{na}}{2} - \frac{i_{cc}}{3} \quad (3.12)$$

A soma das correntes circulantes das fases  $a$ ,  $b$  e  $c$  deve ser igual a zero, conforme a Equação (3.13).

$$i_{a\_circ} + i_{b\_circ} + i_{c\_circ} = 0 \quad (3.13)$$

Similarmente à Figura 3.1, a Figura 3.9 servirá como referência para a análise de uma das fases do MMC que será utilizada neste trabalho.

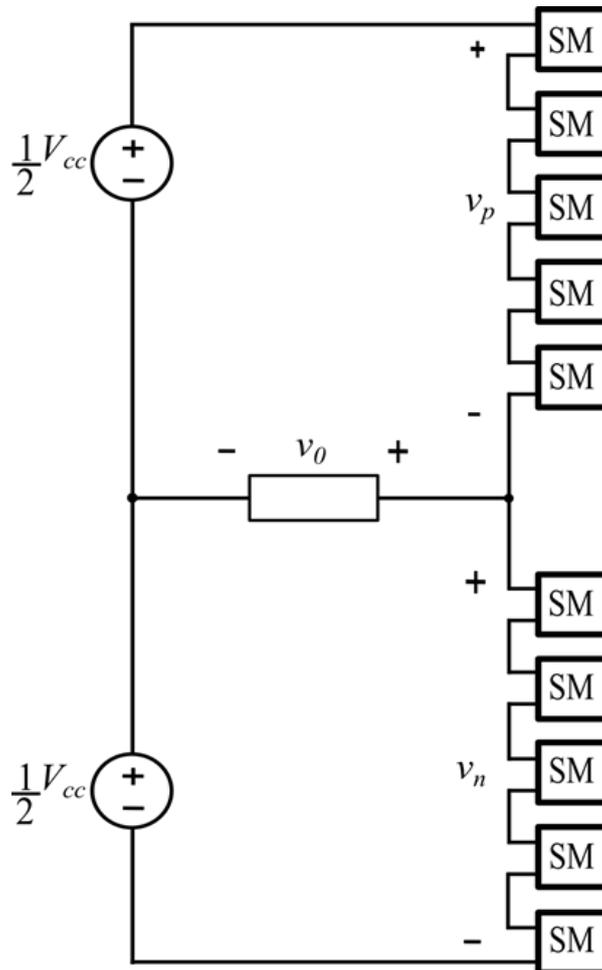


Figura 3.9 – Análise das Malhas de um MMC-1f.

De forma semelhante às equações (4.6) e (4.7), para a Figura 3.9 é possível aferir que:

$$v_o = \frac{V_{CC}}{2} - v_p \quad (4.14)$$

$$v_o = -\frac{V_{CC}}{2} + v_n \quad (4.15)$$

Sabendo que a soma de  $v_p$  e  $v_s$  nunca ultrapassa o valor de  $V_{CC}$ , pode afirmar-se que o valor da tensão  $v_o$  nunca será maior que  $\frac{V_{CC}}{2}$  (conforme (4.14)) ou menor que  $-\frac{V_{CC}}{2}$  (conforme (4.15)). A Tabela 3.2 apresenta as tensões nos submódulos que originam os 6 níveis de tensão na saída.

*Tabela 3.2 – Tensão nos braços e na saída.*

Tensão no braço superior $v_p$	Tensão no braço inferior $v_n$	Tensão de saída $v_o$	Nível de Tensão
$V_{CC}$	0	$-\frac{V_{CC}}{2}$	-3
$\frac{4V_{CC}}{5}$	$\frac{V_{CC}}{5}$	$-\frac{3V_{CC}}{10}$	-2
$\frac{3V_{CC}}{5}$	$\frac{2V_{CC}}{5}$	$-\frac{V_{CC}}{10}$	-1
$\frac{2V_{CC}}{5}$	$\frac{3V_{CC}}{5}$	$+\frac{V_{CC}}{10}$	+1
$\frac{V_{CC}}{5}$	$\frac{4V_{CC}}{5}$	$+\frac{3V_{CC}}{10}$	+2
0	$V_{CC}$	$+\frac{V_{CC}}{2}$	+3

A Figura 3.10 ilustra o esquema de condução dos submódulos aquando da passagem do estado +3 para o estado +2. A Tabela 3.3 apresenta todos os estados dos semicondutores para os níveis de tensão existentes na topologia com 10 submódulos.

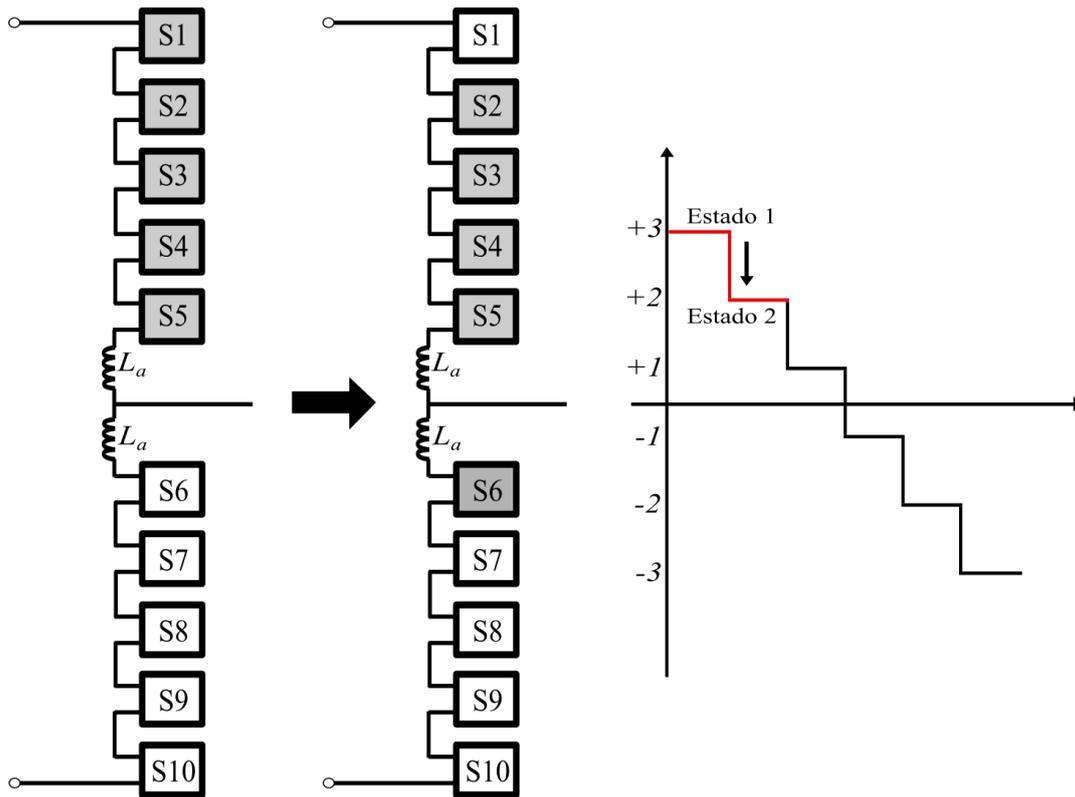


Figura 3.10 – Representação dos estados de condução dos submódulos.

Tabela 3.3 – Estados dos Semicondutores.

S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	Nível / Estado
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	+3
0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	+2
0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	+1
0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	-1
0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	-2
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	-3

### 3.4. Dimensionamento e Exemplo

De forma a observar-se o número de níveis da tensão nos braços e no ponto intermédio, foi realizada uma análise sumária de um conversor de topologia equivalente ao da Figura 3.1, apresentada no subcapítulo 3.2. Alguns parâmetros do MMC estão apresentados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Parâmetros do MMC Monofásico.

Parâmetro	Representação	Valor
Tensão da Rede AC	$v_{ac}$	4 kV <sub>rms</sub>
Indutância na ligação à rede	$L_f$	10 mH
Tensão DC	$V_{cc}$	10 kV
Resistências internas das fontes DC	$2R_{cc}$	2 mΩ
Indutância do braço	$L_a$	100 μH
Resistência do semiconductor	$R_{on}$	1 mΩ
Resistência do braço AC	$R_{fase}$	0.1 mΩ
Frequência de comutação	$f_c$	10 kHz
Número de submódulos por braço	$n_i = n_s$	5

A corrente foi controlada de forma a atingir uma amplitude de 260 A. O método de controlo linear da corrente para o conversor será analisado no Capítulo 4.

A indutância de entrada foi dimensionada através da Equação (3.16) [8]:

$$L_f \leq \frac{V_c}{2 \cdot f_c \cdot (n_m - 1) \Delta i_{Lm\acute{a}x}} \quad (3.16)$$

Em que  $\Delta i_{Lm\acute{a}x}$  representa a variação máxima de corrente da bobine, definida em 10 A, e  $n_m$  é o número de estados possíveis em cada submódulo, ou seja, 2.

As Figuras 3.11, 3.12 e 3.13 representam as tensões do braço superior, do braço inferior e da saída do conversor, respectivamente.

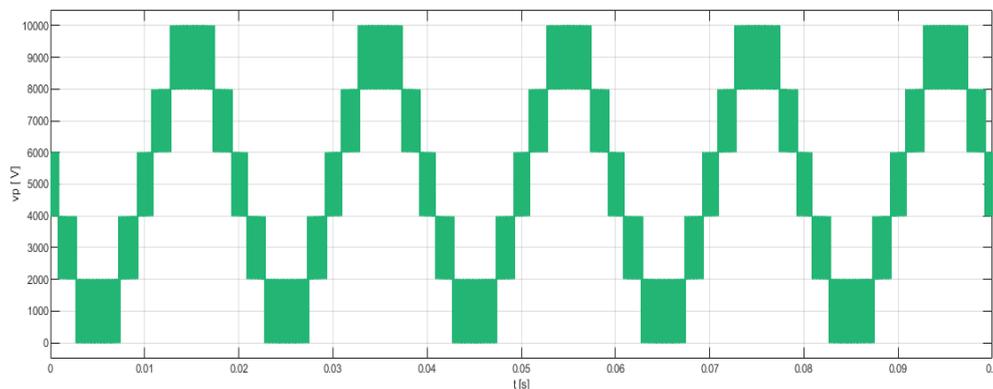
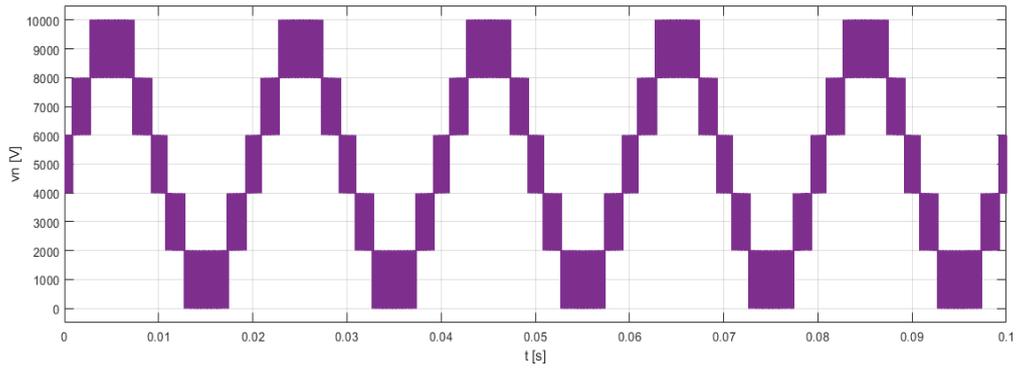
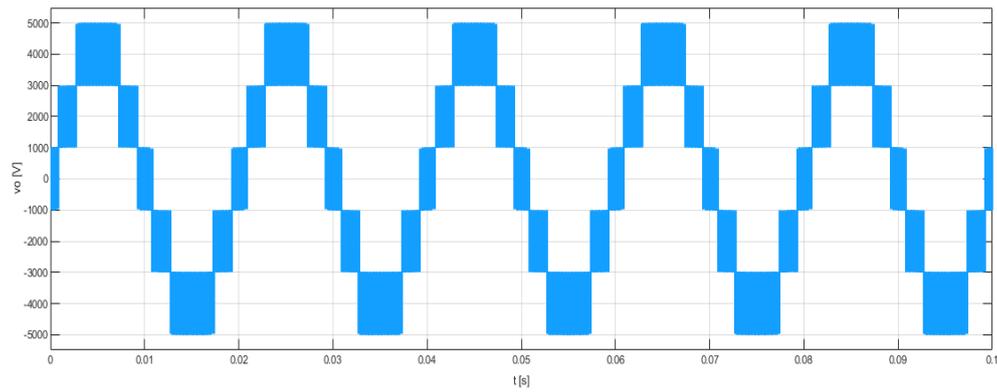


Figura 3.11 – Tensão no Braço Superior do Conversor.



*Figura 3.12 – Tensão no Braço Inferior do Conversor.*



*Figura 3.13 – Tensão no ponto intermédio no Conversor.*

Através das Figuras 3.11, 3.12 e 3.13 é possível a observação dos 6 níveis de tensão tanto nos braços quanto no ponto intermédio, cuja tensão é a soma da tensão dos braços.

# 4. Modulação e Controlo

## 4.1. Modulação

As técnicas mais utilizadas para o controlo do disparo dos semicondutores dos submódulos nos braços de cada fase são “*Phase-Shifted Carrier Pulse Width Modulation – PSC-PWM*” ou “*Symmetrical PWM*”. A primeira opção utiliza um determinado número de portadoras com mesma amplitude e defasagem. Essa configuração das portadoras possibilita que o *duty-cycle* dos semicondutores sejam iguais – mesmo que igualmente defasados no tempo – e que as perdas nos semicondutores ocorram de forma igualitária, promovendo uma maior flexibilidade e uma menor taxa de distorção harmónica [21], [22].

Técnicas de modulação baseadas em PSC-PWM requerem algoritmos complementares de balanceamento de tensão nos condensadores, que estão relacionados com os seus estados de carregamento. Neste estudo, os condensadores dos submódulos foram substituídos por fontes de tensão constante e as técnicas de balanceamento e controlo das tensões poderão ser consultadas em [23].

Um processo de modulação é formado por uma modulante e pelas portadoras que vão definir a comutação dos submódulos. Para o *PSC-PWM* utilizado neste estudo, as portadoras são ondas triangulares de alta frequência e igualmente defasadas. A modulante é uma onda sinusoidal de frequência fundamental (50Hz) e será comparada às portadoras cujos respectivos submódulos conduzem quando elas possuem valor superior à modulante. Duas modulações de mesma natureza serão utilizadas para ambos os braços (superior e inferior) do MMC.

A diferença entre as fases entre a portadora  $p_1$  e a portadora  $p_m$  pode ser obtida através da Equação (4.1):

$$\phi_{1-m} = (m - 1) \frac{T_n}{N} \quad (4.1)$$

em que  $T_n$  é o período de comutação,  $m$  é número da portadora e  $N$  é o número total de submódulos.

O exemplo da Figura 4.1 possui 5 portadoras, relativas a 5 submódulos. Todos os submódulos estão ON quando a modulante possui valor superior a todas as ondas triangulares. Por outro lado, todos os submódulos estão OFF quando a modulante é inferior às portadoras. Através de (4.1), pode deduzir-se que as portadoras possuem defasamento de  $72^\circ$ . A Figura 4.2 apresenta o nível dos sinais relacionados com a comparação da modulante com as portadoras.

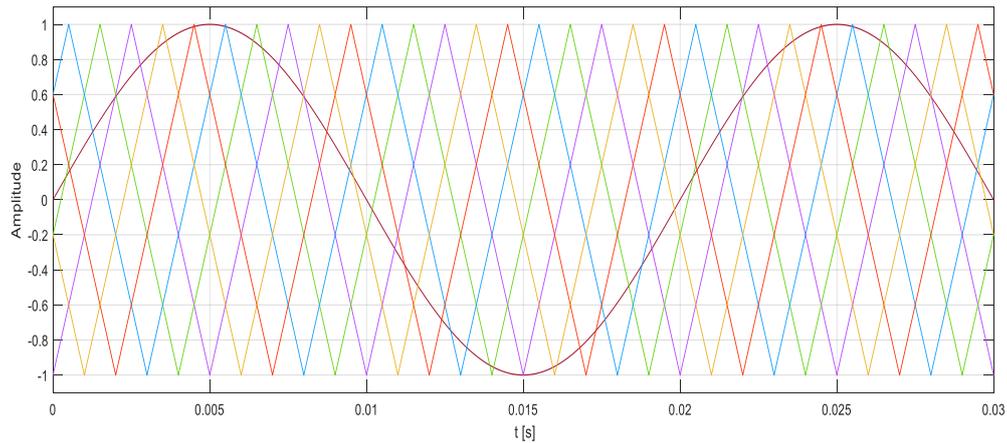


Figura 4.1 – Representação do sinal das modulantes e portadoras.

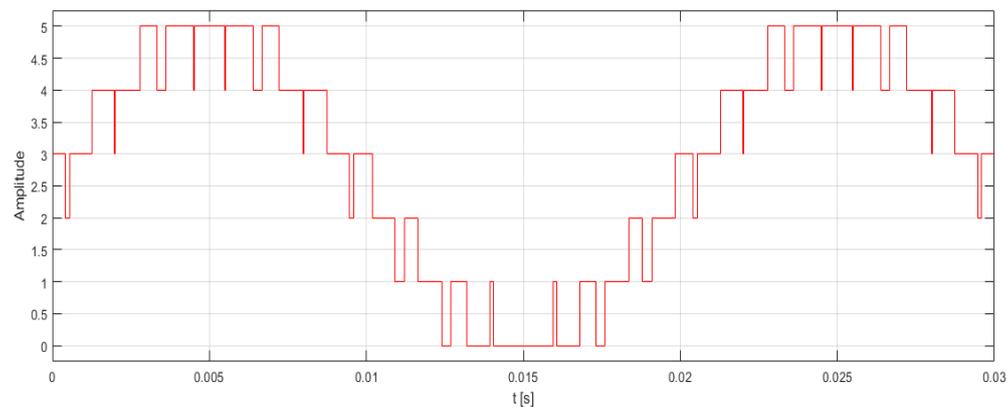


Figura 4.2 – Sinal de comparação das portadoras com a modulante.

## 4.2. Controle

Para o sistema proposto, além de controlar a corrente proveniente da rede, o arranque do motor foi executado através de um comando  $V/f$  constante. Para o primeiro caso, utiliza-se controle linear através de controladores PI e a saída do sinal será a modulante do *PSC-PWM* que fará o disparo dos semicondutores nos submódulos. Para o segundo caso, a relação entre tensão e frequência no estator do motor será mantida constante no arranque da máquina de forma a assegurar melhores respostas em regime transitório e correntes de partida menos elevadas.

### 4.2.1. Controle da Corrente da Rede

Para a modelagem de um controlador, é necessária a representação do conjunto modulação + conversor numa função de transferência de forma que a entrada seja o sinal da modulante e a saída seja o sinal aplicado no disparo dos semicondutores. Um sinal PWM ampliado para variação da modulante é representado na Figura 4.3.

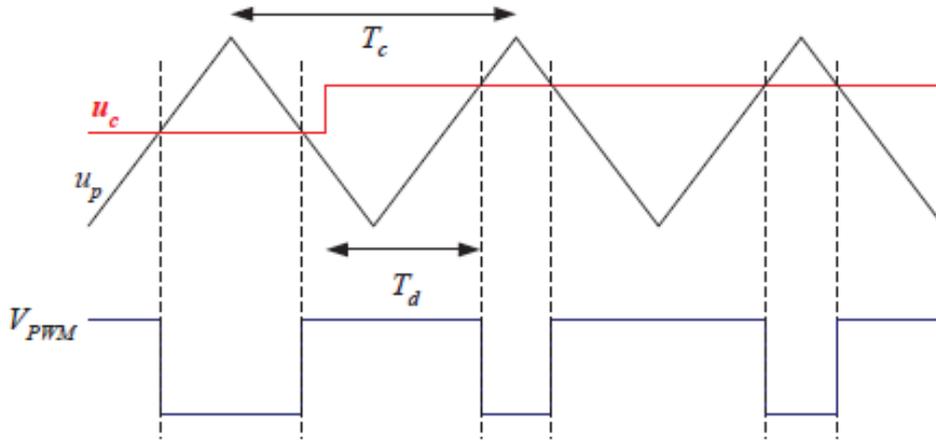


Figura 4.3 – Ampliação do sinal PWM para variação da modulante.

A função de transferência do controlador pode ser representada através da Equação (4.2):

$$G(s) = \frac{v_{PWMav}(s)}{u_c(s)} \quad (4.2)$$

A representação no domínio de frequências de uma função com atraso no tempo está apresentada na Equação (4.3):

$$F(t - T_D) = F(s) e^{-sT_d} \quad (4.3)$$

A função exponencial da Equação (4.3) pode ser desenvolvida como série de Taylor e sua representação está na Equação (4.4):

$$e^{-sT_d} = 1 - sT_d + \frac{s^2}{2!}(T_d)^2 - \dots + \frac{s^k}{k!}(T_d)^k \quad (4.4)$$

Como o termo  $1 - sT_d$  define o polo dominante de forma aproximada, o resto da série será desconsiderada por se tratar de dinâmicas de alta frequência. A partir da Figura 4.3 e das Equações (4.3) e (4.4) é possível estabelecer uma representação da função de transferência do controlador:

$$G(s) = \frac{v_{PWMav}(s)}{u_c(s)} = K_D e^{-sT_d} = \frac{K_D}{sT_d + 1} \quad (4.5)$$

Em que o ganho  $K_D$  é definido na Equação (4.6):

$$K_D = \frac{V_{CC}}{u_{c\text{máx}}} \quad (4.6)$$

Logo, a representação do sistema modulação + conversor pode ser considerado como um sistema de primeira ordem com ganho  $K_D$  e um polo dominante que depende do tempo de atraso  $T_d$ . As influências em alta frequência são desconsideradas para essa representação.

A ferramenta mais utilizada para controlo da corrente injetada pela rede é o controlador de ação Proporcional e Integral (PI), uma vez que este garante respostas rápidas e reduz a zero o erro em regime permanente. A ação proporcional garante que o sistema atinja o regime permanente de forma

mais rápida e corrige a corrente de forma proporcional ao seu erro. A ação integral age através da integração do erro de forma a anulá-lo em regime permanente.

A Figura 4.4 exemplifica um sistema de controlo genérico em que se utiliza um controlador PI.

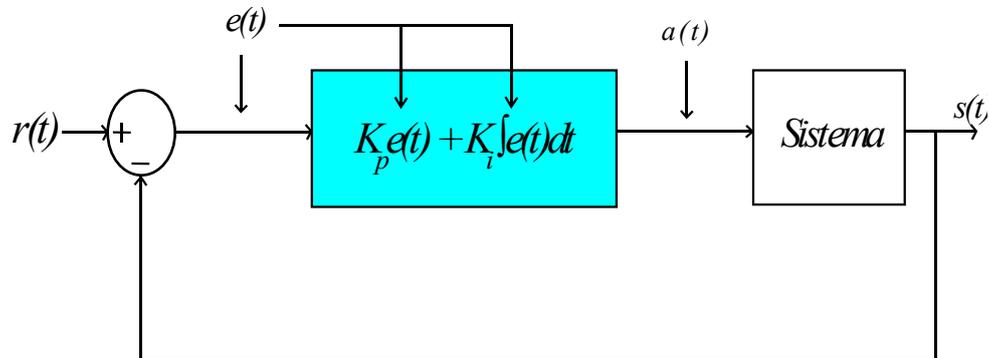


Figura 4.4 – Sistema de Controlo no domínio do tempo.

A ação do controlador é representada através da Equação (4.7):

$$a(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (4.7)$$

Para o controlo linear da corrente da rede, o diagrama de blocos é representado na Figura 4.5.

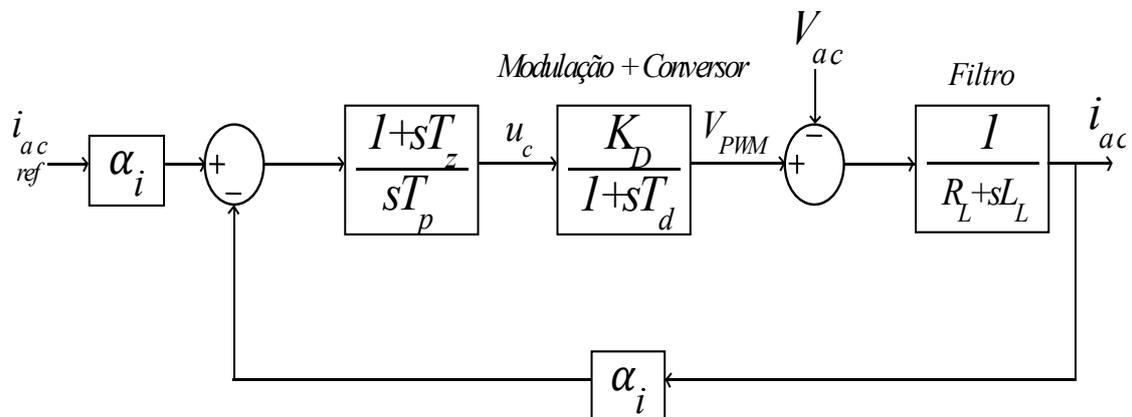


Figura 4.5 – Diagrama de Blocos do controlador linear.

Em que  $\alpha_i$  representa o ganho do sensor de corrente e  $T_d$  o tempo de atraso que o sistema leva para responder ao sinal de entrada e pode ser caracterizado como metade de um período de comutação, conforme a Equação (4.8). As variáveis  $v_{ac}$  e  $i_{ac}$  representam a tensão e a corrente na entrada do conversor, respectivamente.

$$T_d = \frac{T_n}{2} \quad (4.8)$$

A tensão da rede é vista como uma perturbação e considera-se, simplificada, uma resistência equivalente do ponto de vista do controlador. O valor desta resistência está representado na Equação (4.9):

$$R = R_L + \frac{V_{ac}}{i_{ac}} \quad (4.9)$$

Em que  $R_L$  é a resistência do filtro de entrada.

A Equação (4.10) apresenta o zero dinâmico  $T_z$ , que deve ser coincidente com o polo introduzido pelo filtro de entrada:

$$T_z = \frac{L_L}{R} \quad (4.10)$$

Em que  $L_L$  é a indutância do filtro de entrada.

Após as condições acima, obtém-se a função de transferência de segunda ordem em malha fechada para o sistema controlado, conforme Equação (4.11):

$$G(s) = \frac{i_{ac}(s)}{i_{acref}(s)} = \frac{\frac{K_D}{T_p T_d R}}{s^2 + \frac{1}{T_d} s + \frac{K_D \alpha_i}{T_p T_d R}} \quad (4.11)$$

A função de transferência em (4.11) é comparada com a forma canônica de uma função de transferência de segunda ordem, representada na Equação (4.12).

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.12)$$

Considerando  $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ , através das Equações (4.11) e (4.12) é possível calcular o valor de  $T_p$ , cuja representação encontra-se na Equação (4.13):

$$T_p = \frac{2K_D \alpha_i T_d}{R} \quad (4.13)$$

Os ganhos proporcional e integral são obtidos através das Equações (4.14) e (4.15):

$$K_p = \frac{T_z}{T_p} \quad (4.14)$$

$$K_i = \frac{1}{T_p} \quad (4.15)$$

## 4.2.2. Técnica *Anti-Windup*

Considerando que todos os atuadores de um sistema possuem limitações, é possível que o valor da variável de controlo ultrapasse os limites (superiores e inferiores) do atuador, ou seja, o sinal de controlo torna-se saturado.

A saturação prejudica a malha de realimentação pois qualquer que seja a saída do processo, o atuador estará sempre nos seus limites. Sendo assim, a ação integral do controlador PI continuará a integrar o erro de forma que a componente integral cresça (ou “*winds-up*”) além do normal. O termo deveria decrescer a fim do controlador voltar a operar na região linear.

Uma estratégia imediata que poderia ser tomada seria aguardar que o sinal integrado (erro) troque de sinal e então aplicar durante um longo período na entrada um valor simétrico ao erro. Entretanto, em regime transitório, o sistema pode responder de maneira lenta e oscilatória, o que não é desejável.

Para evitar o efeito de *wind-up* do termo integral, diversas táticas *anti-windup* são conhecidas [24]–[27]:

- 1) Integração Condicional;
- 2) Uso de um Integrador Limitado;
- 3) Cálculo de Rastreamento.

Para a simulação deste trabalho, o sistema *anti-windup* foi utilizado através do Cálculo de Rastreamento, que é o método mais tradicional em que a diferença entre os sinais de controle saturado e insaturado é usada de forma a gerar um sinal de feedback que atua na entrada do integrador. A Figura 4.6 apresenta o sistema com o *anti-windup* de ganho  $K_a$ .

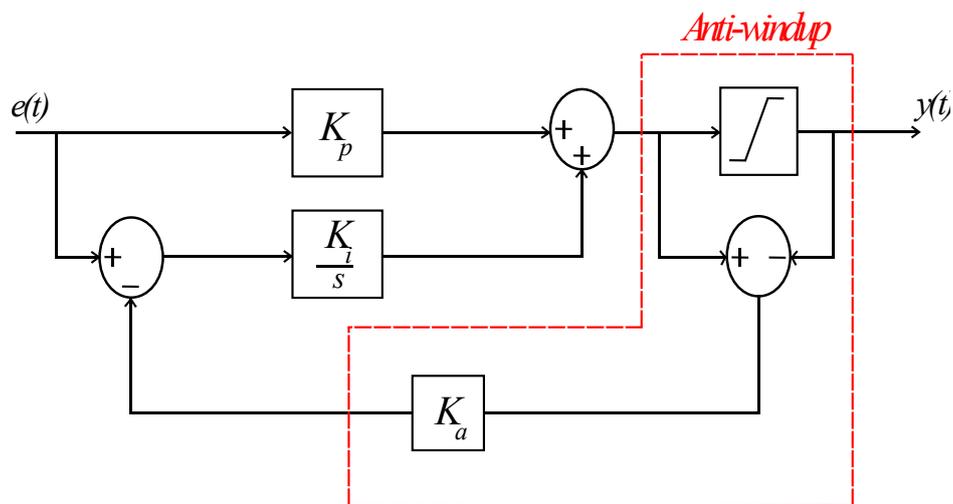


Figura 4.6 – Sistema de Controle com Anti-windup.

### 4.2.3. Comando escalar $V/f$ no motor

O tipo de acionamento com relação de tensão e frequência ( $V/f$ ) constante no motor é realizado para velocidades inferiores à síncrona devido a aplicação utilizada. Quando a relação entre a tensão e a frequência da alimentação do motor é constante, não há fluxo no entreferro do motor e o torque máximo não é alterado.

Para o arranque do motor, a tensão e a frequência aumentam com a mesma taxa de variação até atingirem os seus valores nominais. A frequência é limitada pois o seu aumento a uma taxa superior à tensão pode causar a diminuição do fluxo magnético e redução de valor máximo do torque.

As vantagens de comando  $V/f$  constante são [28]:

- Proporciona largas faixas de velocidade;
- Melhora a resposta em regime transitório;
- Promove menor corrente de partida;
- Tensão e frequência atingem valores nominais para a velocidade desejada;
- A aceleração do motor pode ser controlada de acordo com a taxa de variação da frequência.



## 5. Simulação e Resultados

Este capítulo apresenta os resultados da simulação do sistema proposto da Figura 1.2. A simulação foi realizada com o objetivo de demonstrar e validar um sistema de tração ferroviária alimentado a 25kV-50Hz através do dimensionamento do conversor multinível modular.

As diversas variáveis do conversor serão analisadas graficamente de forma a garantir os requisitos de funcionamento demonstrados no Capítulo 3. Os parâmetros do controlador e a sua influência no sistema também serão apresentados neste capítulo.

Os resultados foram obtidos através da ferramenta *Simulink* pertencente ao software *MATLAB*. O *Simulink* possui diversas bibliotecas para a simulação de diferentes sistemas, dentre elas está o *SimPowerSystems*, referente aos equipamentos de electrónica de potência que foram utilizados neste trabalho.

A primeira simulação será realizada num sistema sem frenagem e os resultados serão analisados por tipos de tensão:

- 1φ-AC – Composto pela tensão proveniente da rede e pelo transformador de alta potência;
- 1φ-AC / DC / 3φ-AC – Conversões realizadas pelo conversor multinível modular;
- 3φ-AC – Saída do MMC conectada ao motor de indução trifásico.

A segunda simulação será obtida considerando-se uma redução de velocidade para que se valide a bidirecionalidade do conversor, que permite realização de frenagem regenerativa do sistema.

### 5.1. Tensão Alternada Monofásica

O MMC é conectado à rede através de um transformador abaixador de tensão. A tensão de uma das fases que alimenta o sistema é proveniente da rede e está definida em (5.1). Ela está representada graficamente na Figura 5.1 e os valores da resistência e indutância da rede estão apresentadas na Tabela 5.1.

$$V_{rede} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot 25000 \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (5.1)$$

Tabela 5.1 – Parâmetros da Rede.

Resistência da rede	$R_L$	1.5 mΩ
Indutância da rede	$L_L$	10 mH

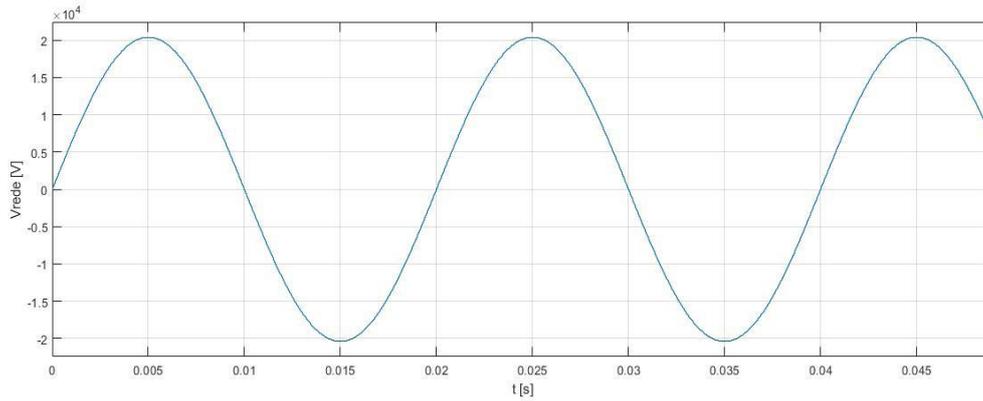


Figura 5.1 – Tensão da Rede.

Um transformador foi utilizado para diminuir o nível da tensão proveniente da rede. Os ensaios de circuito aberto e curto-circuito de um transformador podem ser consultados em [29] e os valores dos parâmetros do transformador desta simulação podem ser encontrados no Anexo A.

A tensão e a corrente no secundário do transformador estão apresentadas nas Figuras 5.2 e 5.3. A corrente foi controlada de forma a obter amplitude de 260 A e nota-se que ela está em fase com a tensão proveniente da rede.

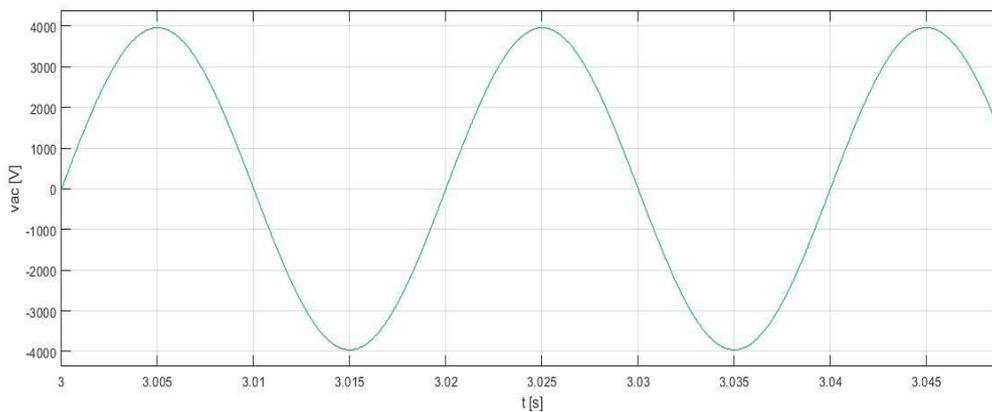


Figura 5.2 – Tensão do Secundário do Transformador.

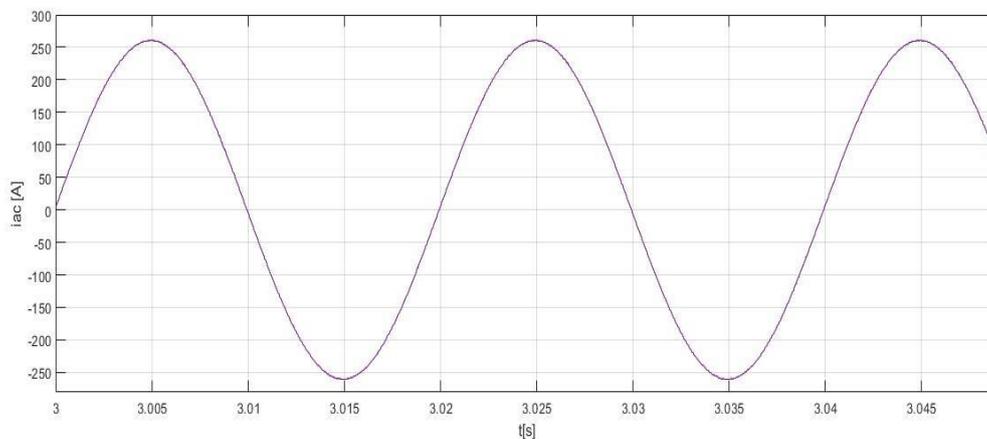


Figura 5.3 – Corrente no Secundário do Transformador.

## 5.2. Conversão 1φ-AC para 3φ-AC

A Tabela 5.2 apresenta os parâmetros do MMC que foram utilizados na simulação.

Tabela 5.2 – Parâmetros do Conversor Multinível Modular.

Parâmetro	Representação	Valor
Tensão DC	$V_{cc}$	10 kV
Resistência por fase	$R_{fase}$	0.1 mΩ
Indutância por fase	$L_a$	100 μH
Tensão nos submódulos	$V_c$	2 kV
Resistência do semiconductor	$R_{on}$	1 mΩ
Resistência do andar DC	$2R_{cc}$	2 mΩ
Número de submódulos por braço	$\frac{N}{2}$	5

A Tabela 5.3 apresenta os parâmetros do controlador linear da corrente de entrada do conversor.

Tabela 5.3 – Parâmetros do Controlador.

Parâmetro	Representação	Valor
Frequência de comutação	$f_c$	10 kHz
Ganho proporcional	$K_p$	20
Ganho integral	$K_i$	3077
Zero do controlador linear	$T_z$	$6,49 \cdot 10^{-4}$
Polo do controlador linear	$T_p$	$3,24 \cdot 10^{-5}$
Tempo de atraso	$T_d$	$5,0 \cdot 10^{-5}$
Ganho do sistema	$K_D$	50000

### Lado Monofásico:

A Figura 5.4 apresenta o erro da corrente, ou seja, a diferença entre o valor real da corrente e o valor escolhido de referência. Observa-se que o valor do módulo do erro não ultrapassa 1%, o que evidencia a corrente estar a seguir com boa precisão a referência estipulada.

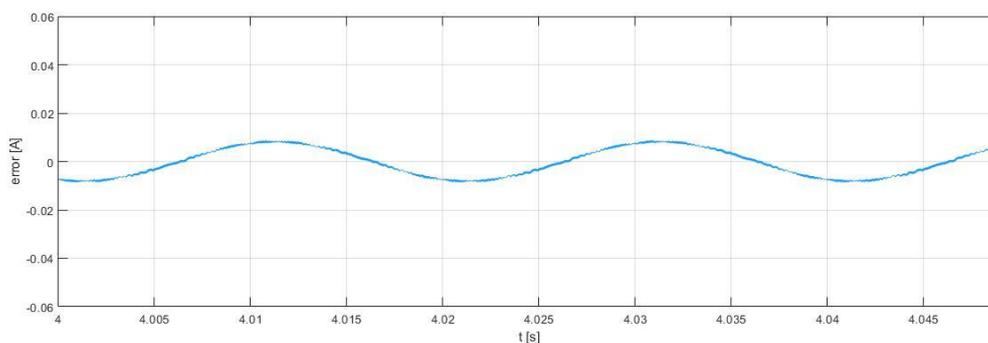


Figura 5.4 – Erro da Corrente de Entrada.

O sinal da tensão  $V_{PWM}$  que realiza o disparo dos semicondutores no lado monofásico está representado na Figura 5.5.

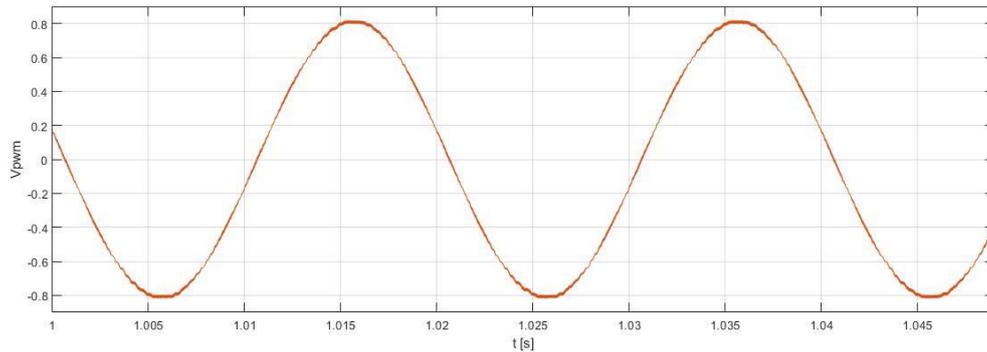


Figura 5.5 – Sinal PWM do controlador.

Utilizando-se os parâmetros mencionados nas Tabelas 5.2 e 5.3, foi possível obter as formas de onda da tensão nos braços do conversor multinível modular.

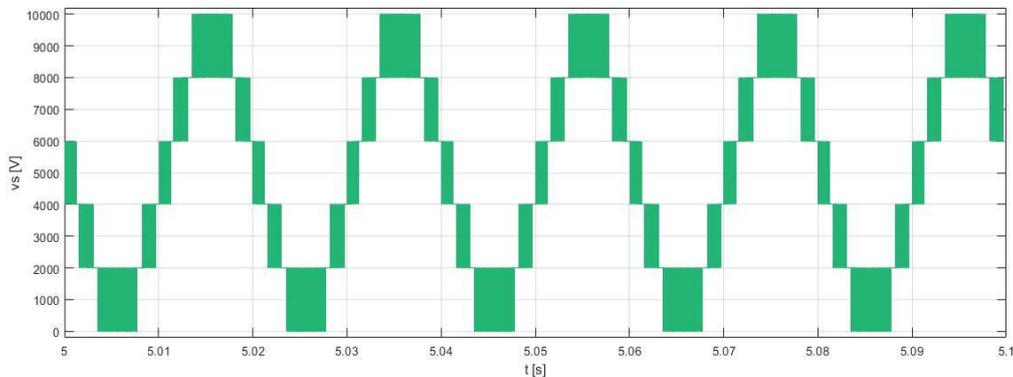


Figura 5.6 – Tensão no Braço Superior.

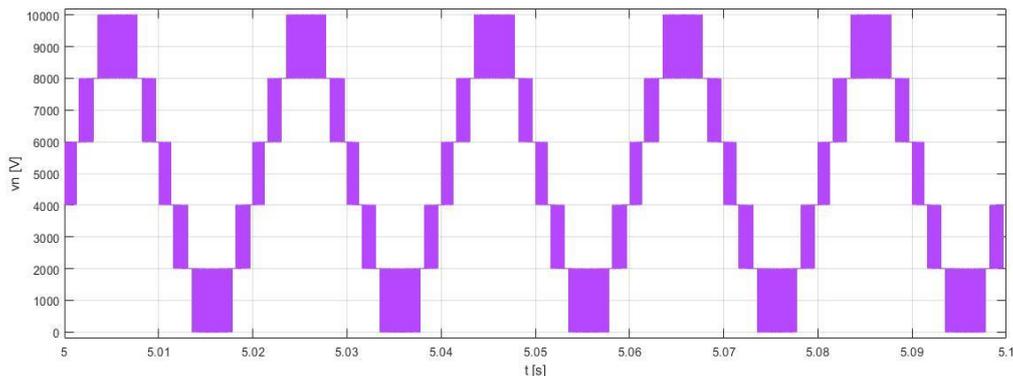


Figura 5.7 – Tensão no Braço Inferior.

É possível observar novamente a tensão de 10 kV dividida em 6 níveis de amplitude 2 kV comutados à frequência de 10 kHz. Por se tratar apenas do lado monofásico do conversor, nota-se que os sinais de tensão apresentados são semelhantes aos sinais da Figura 3.11 e da Figura 3.12, produtos da simulação de um conversor multinível modular de apenas uma fase.

Uma vez que os submódulos possuem configuração em meia-ponte conforme a Figura 3.2, os dois IGBTs conduzem de forma complementar. A Figura 5.8 apresenta as tensões de ambos os IGBTs

e a Figura 5.9 apresenta as correntes em ambos os dispositivos para o mesmo intervalo de tempo. A Figura 5.10 apresenta uma melhor visualização da forma de onda da corrente para um intervalo de tempo maior. Nota-se que assim como demonstrado no Capítulo 3, os dois IGBTs de cada submódulo conduzem de forma complementar, ou seja, nunca conduzem ao mesmo tempo. É possível perceber que o valor máximo da tensão nos submódulos é também a tensão aplicada ao dispositivo que não se encontra a conduzir.

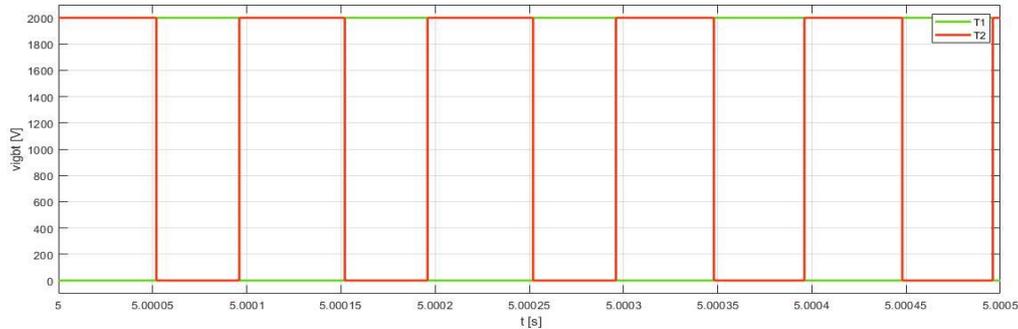


Figura 5.8 – Tensão nos IGBTs de um Submódulo.

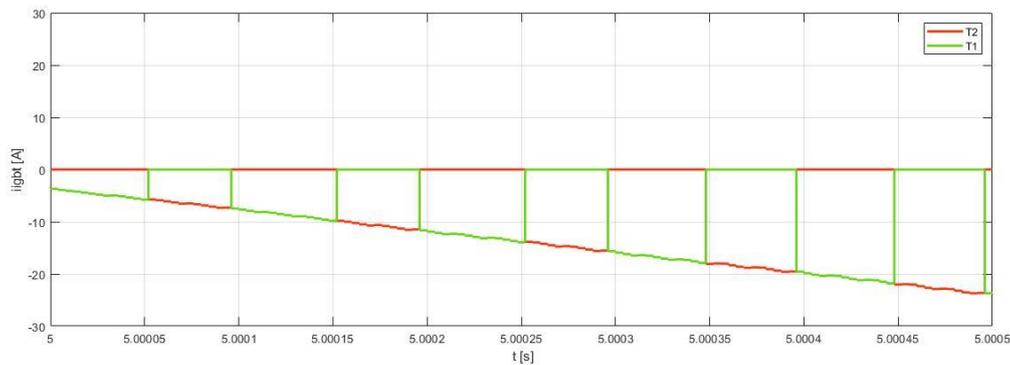


Figura 5.9 – Corrente nos IGBTs em um Submódulo.

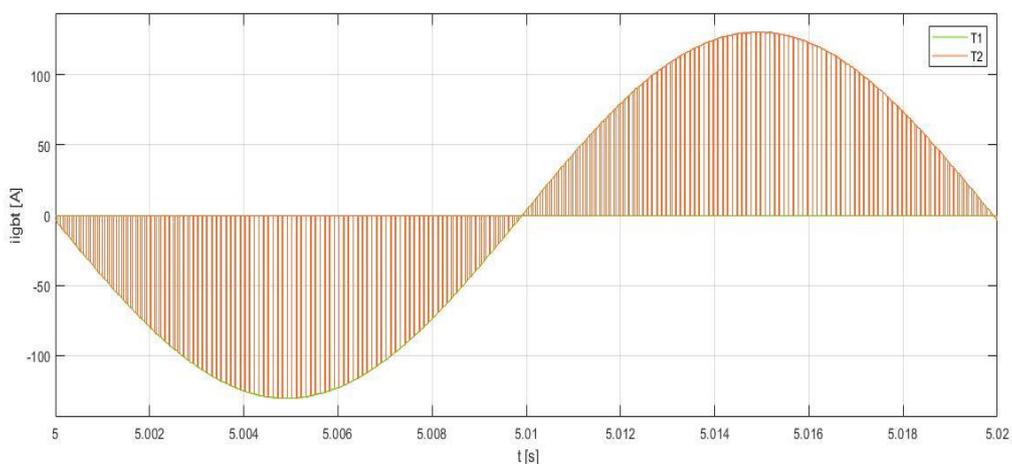


Figura 5.10 – Corrente nos IGBTs com Valor Total de Amplitude.

### Lado Trifásico:

A saída trifásica do conversor é conectada ao motor de indução, que será arrancado de forma que a tensão e a frequência em cada fase crescem de forma linear e a relação  $V/f$  seja constante até a frequência atingir e manter o seu valor nominal de 50hz. A Figura 5.11 apresenta a evolução da frequência, enquanto a Figura 5.12 representa as modulantes desfasadas em  $120^\circ$  que foram utilizadas para realizar o disparo dos semicondutores nos braços de cada fase do conversor.

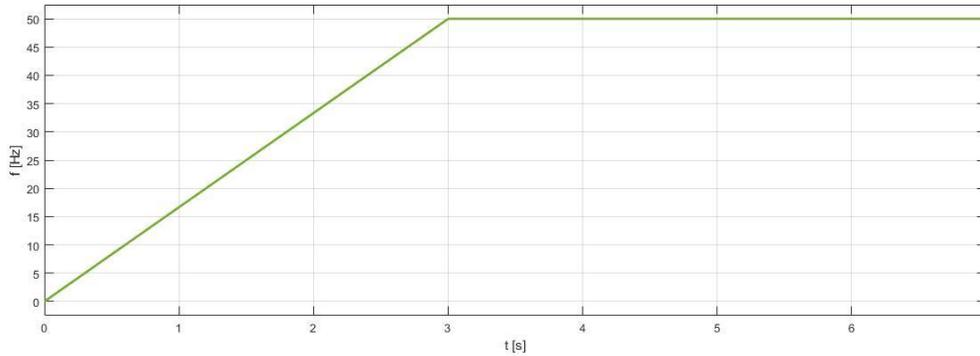


Figura 5.11 – Evolução da Frequência.

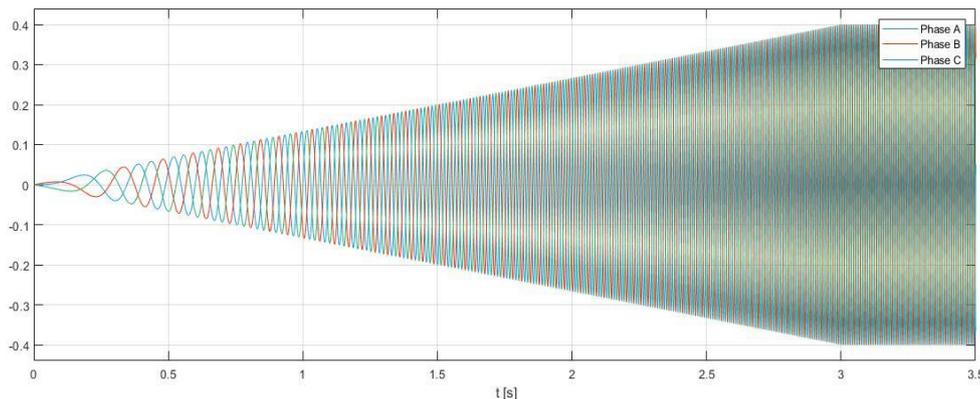


Figura 5.12 – Modulantes das Fases do MMC.

A tensão de saída de uma das três fases do conversor pode ser visualizada Figura 5.13. A presença de menos níveis de tensão ocorre devido à menor amplitude das modulantes, que já são suficientes para alimentar o motor à sua tensão nominal.

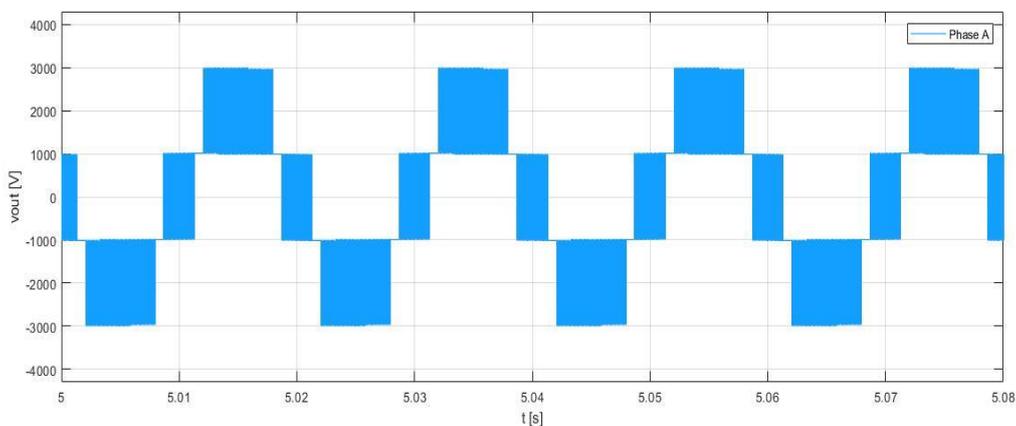


Figura 5.13 – Tensão na Saída de uma Fase do MMC.

### 5.3. Tensão Alternada Trifásica

Na saída trifásica do MMC, conectou-se o motor de indução trifásico. O motor utilizado neste trabalho possui gaiola dupla, uma vez que possui vantagens como maior eficiência e menor corrente de partida [30]. O motor de indução trifásico utilizado na simulação corresponde a um dos modelos predefinidos no *Simulink* e pode ser visto no Anexo B. As características do motor estão apresentadas na Tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Especificações e parâmetros do Motor Trifásico.

Parâmetro	Representação	Valor
Potência nominal	$P_{nom}$	110 kW
Tensão nominal trifásica	$V_{nom}$	400 V <sub>RMS</sub>
Frequência nominal	$f_n$	50 Hz
Corrente nominal	$I_{nom}$	194 A
Torque nominal	$T_{nom}$	352 Nm
Velocidade síncrona	$N_{sinc}$	3000 rpm
Velocidade nominal	$N_{nom}$	2982 rpm
Fator de potência	$f_p$	86%
Número de par de polos	$p$	1
Corrente de partida por corrente nominal	$\frac{I_{part}}{I_{nom}}$	7.6
Torque de partida por torque nominal	$\frac{T_{part}}{T_{nom}}$	2
Resistência do estator	$R_s$	44,34 mΩ
Indutância do estator	$L_s$	234,1 μH
Resistência do rotor (gaiola interna)	$R_{r1}$	8,114 mΩ
Indutância do rotor (gaiola interna)	$L_{r1}$	401,7 μH
Resistência do rotor (gaiola externa)	$R_{r2}$	0.111 Ω
Indutância do rotor (gaiola externa)	$L_{r2}$	234,1 μH
Indutância mútua	$L_m$	8,831 mH

A tensão na entrada do motor está representada na Figura 5.14 e a corrente que alimenta o motor pode ser observada na Figura 5.15. Percebe-se que o valor da tensão é aproximadamente o seu valor nominal de 400 V<sub>RMS</sub>.

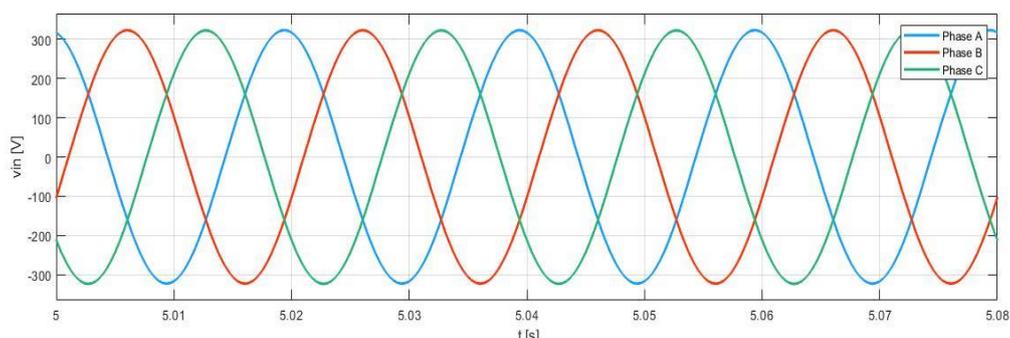


Figura 5.14 – Tensão de Entrada do Motor.

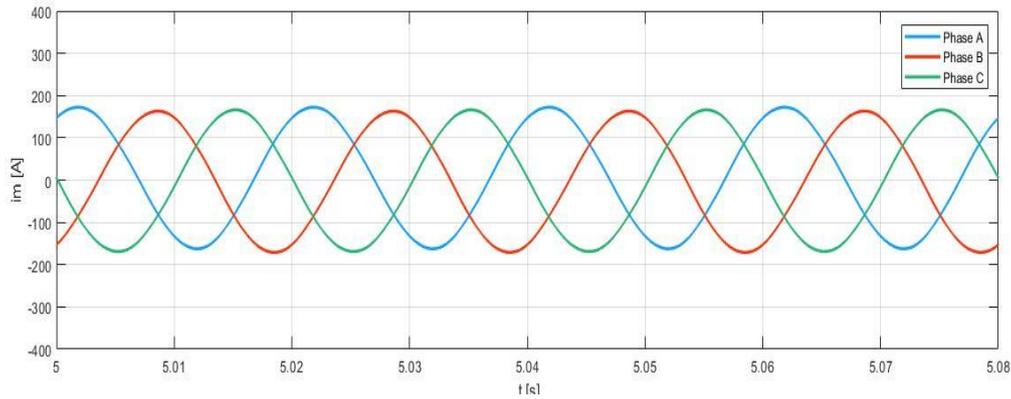


Figura 5.15 – Corrente Injetada no Motor.

Conforme a Figura 5.11, a frequência atinge seu valor nominal em 3 segundos. Neste instante, aplicou-se um binário à máquina que cresce linearmente durante 0.5s até metade do valor nominal, ou seja, 176N.m. A representação do torque aplicado junto com o torque eletromagnético do motor pode ser visualizada na Figura 5.16. É possível notar a tendência do motor em manter o torque no valor estipulado.

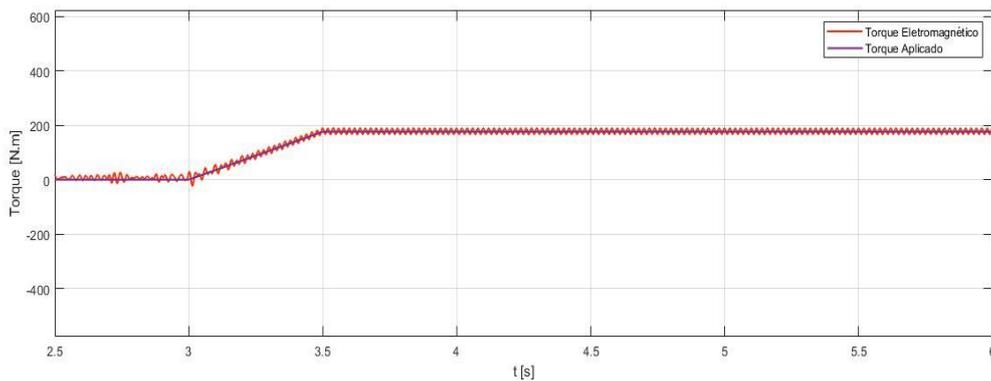


Figura 5.16 – Torque Aplicado e Torque Eletromagnético do Motor.

A evolução das correntes nas fases do estator do motor são apresentadas na Figura 5.17 e os seus valores em regime permanente na Figura 5.18.

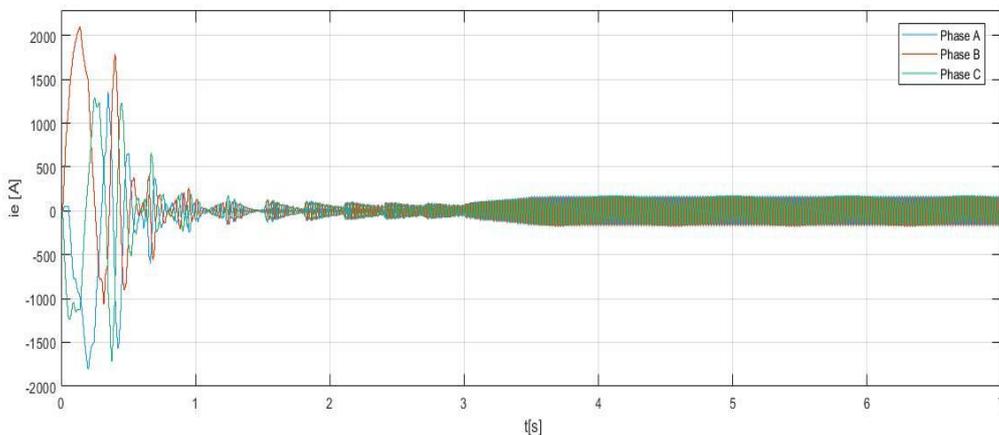


Figura 5.17 – Correntes no Estator.

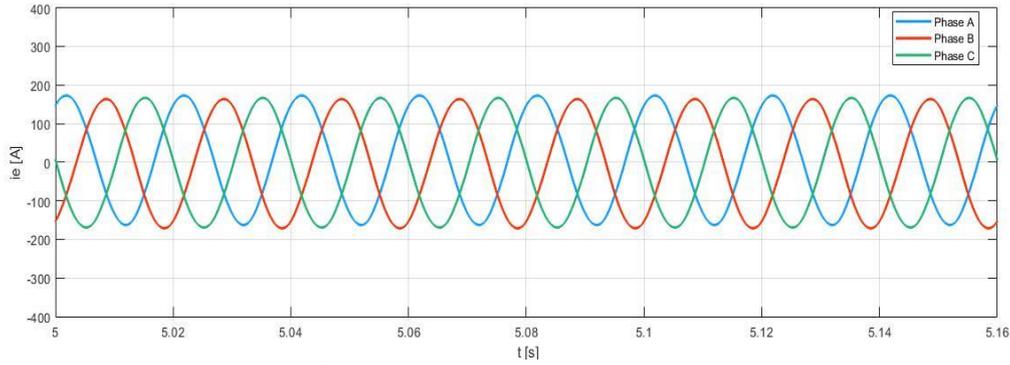


Figura 5.18 – Correntes no Estator em Regime Permanente.

É possível perceber o alto valor da corrente de partida, que pode ser justificado pelo rápido crescimento da tensão e da frequência, que atingem os seus valores nominais em apenas 3 segundos devido às limitações de memória e processamento do equipamento utilizado para a realização da simulação. Um declive de crescimento muito mais suave resultaria numa corrente de partida menor. Como forma de comparação, a Figura 5.19 apresenta o valor da corrente no estator caso a máquina fosse arrancada já com valores de tensão e frequência nominais. É possível observar-se que a corrente de partida atinge valores mais elevados quando comparados à Figura 5.17.

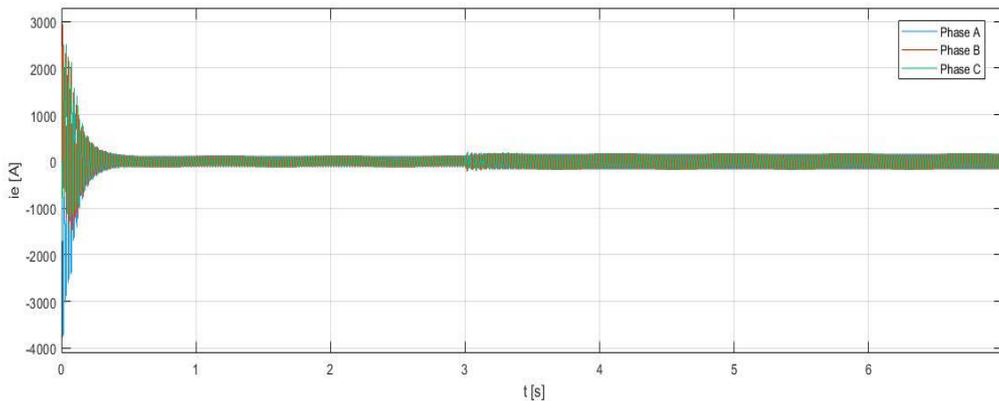


Figura 5.19 – Corrente no Estator sem Suavizador.

A velocidade de rotação está apresentada na Figura 5.20. Em decorrência do torque constante da tensão aplicada possuir taxa de crescimento linear ( $V/f$  constante), a velocidade cresce de forma linear até o valor aproximado de 2990 rpm, que é próximo ao valor de velocidade nominal do motor.

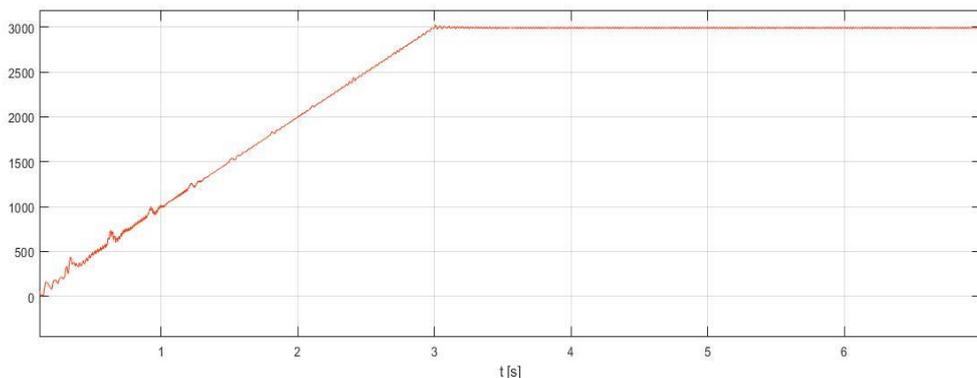


Figura 5.20 – Velocidade de Rotação do Motor.

O artifício utilizado de manter-se a relação  $V/f$  constante demonstra-se mais vantajoso devido à sua simplicidade e por ser amplamente conhecido e aplicado na indústria. A importância de a relação ser constante ocorre a fim de evitar problemas de saturação no fluxo do entreferro do motor, que poderia aumentar ou diminuir as correntes no estator em grande proporção.

Porém, um ponto negativo ao realizar-se esta técnica é que esta é utilizada sem realimentação de velocidade, o que pode afetar a precisão das respostas de ambos os parâmetros devido ao fato do fluxo do estator não estar a ser controlado diretamente. Isso pôde ser observado a partir das pequenas oscilações apresentadas nas respostas da Figura 5.16 e da Figura 5.20.

Apesar do número de níveis do conversor multinível modular não ser tão elevado, foi possível atender aos requisitos de alimentação do motor utilizando-se as técnicas de controlo adequadas. Cada IGBT atingiu tensão máxima de aproximadamente 2 kV, o que configura um limite bem abaixo dos dispositivos já disponíveis na indústria, que conseguem suportar tensões de até 6,5 kV. Alternativamente, poder-se-ia aumentar a quantidade de submódulos do conversor para que fosse possível trabalhar a um nível de potência mais elevado e reduzir o conteúdo harmónico da tensão.

## 5.4. Frenagem Regenerativa

Neste Subcapítulo foram realizadas algumas modificações na simulação do funcionamento do sistema com o comboio a realizar frenagem.

A Figura 5.21 apresenta as modulantes que disparam os dispositivos das três fases do conversor. Uma vez que a frenagem foi realizada a partir de  $t = 4s$ , é possível notar o decréscimo linear da amplitude e da frequência das formas de onda para este instante.

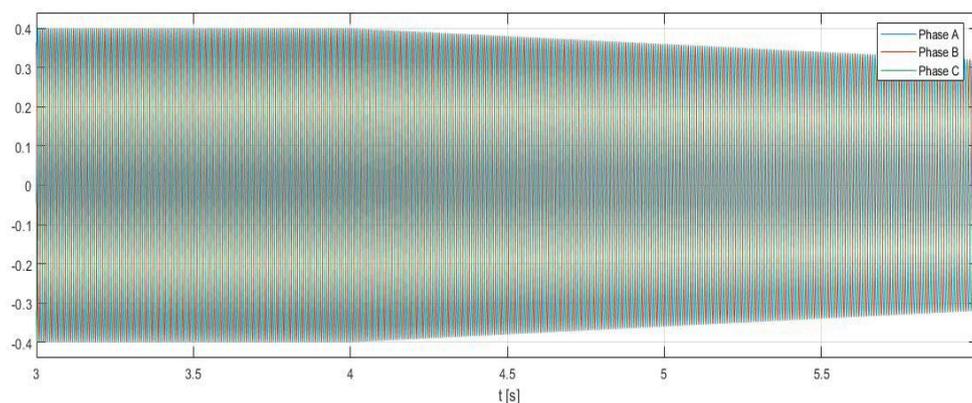


Figura 5.21 – Modulantes para a Situação de Frenagem.

O binário aplicado ao motor de indução possui forma de onda apresentada na Figura 5.22. A partir de  $t=3s$ , o torque aumenta linearmente até metade do seu valor nominal e no instante que a frenagem começa, o torque diminui na mesma proporção. O torque eletromagnético está representado na mesma figura.

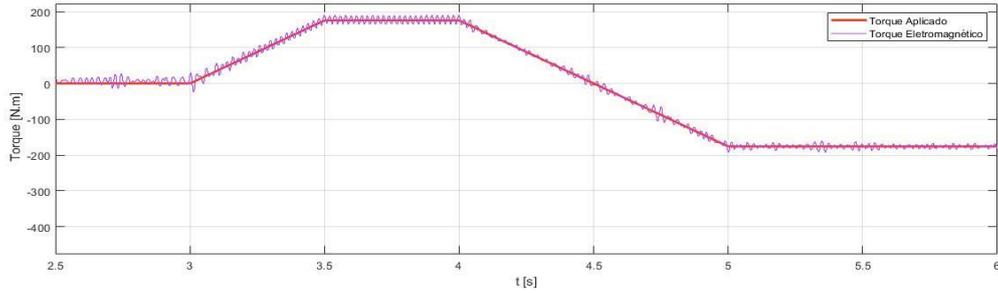


Figura 5.22 – Torque Aplicado e Torque Eletromagnético do Motor.

Considerando-se os parâmetros acima, a velocidade do motor está representada na Figura 5.21. Pode-se notar diminuição de velocidade a partir do instante  $t = 4s$ , o que comprova a frenagem do motor.

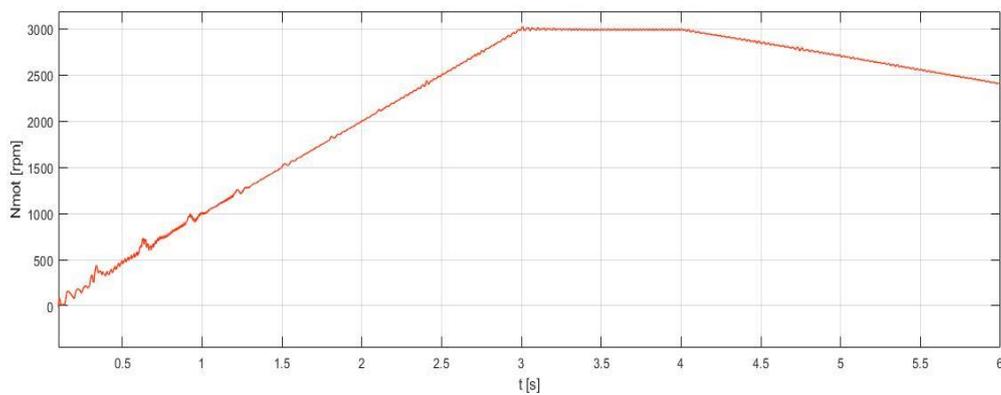


Figura 5.23 – Velocidade do Motor com Frenagem.

Uma vez que o comboio está a realizar frenagem, a regeneração de energia pode ser comprovada a partir da inversão da corrente que vinha da rede anteriormente. Na Figura 5.24, corrente está deslocada de meio período da tensão da rede, ou seja, rede está agora a receber a corrente da rede uma vez que o motor funciona como um gerador.

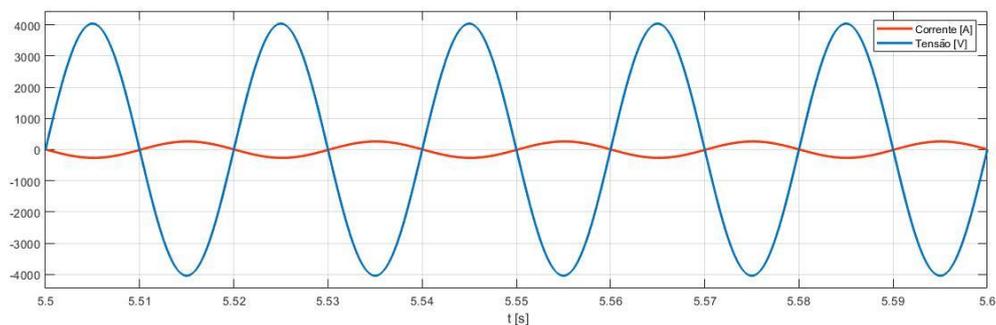


Figura 5.24 – Tensão e Corrente da Rede com Sistema em Frenagem.

Uma das maiores vantagens da regeneração de energia por frenagem em sistemas AC é a sua facilidade de implementação quando comparado aos sistemas DC. Adicionalmente, o sistema deste trabalho possui a vantagem de operação do motor a velocidades inferiores à síncrona, uma vez que a fonte de alimentação não apresenta frequência constante.



## 6. Conclusões

O objetivo deste trabalho foi de apresentar o sistema interno de um comboio de tração elétrica alimentado a 25kV-50Hz.

A primeira parte do sistema é formada pelo transformador, que além de realizar isolamento, é responsável por diminuir o nível da tensão obtida através da catenária.

A segunda parte é formada pelos conversores multiníveis modulares, que convertem tensões e correntes em sinais de alta frequência devido à sua rápida comutação. São formados por 10 submódulos, sendo 5 em cada braço, que geram 6 níveis de tensão na saída de cada fase, ou seja, no ponto intermédio dos braços.

A última parte apresentada foi a conexão da saída do conversor ao motor de indução trifásico, responsável pelo movimento do comboio. O comando dos semicondutores do lado trifásico do conversor multinível modular foi realizado de forma a obter-se relação tensão e frequência constante na entrada do motor e suavizar o seu arranque.

O controlador *PI* foi projetado e o controlo linear da corrente foi realizado em conjunto com a técnica de modulação de PSC-PWM. Pela ação do controlador, as formas de tensão do conversor modular cumpriu todos os requisitos de funcionamento apresentados no Capítulo 3.

A influência causada pela taxa de crescimento constante da tensão e da frequência do motor na corrente de partida foi analisada. Verificou-se que quanto menor o valor da taxa, menor é o valor que a corrente de partida alcança.

A bidirecionalidade do conversor foi validada e concluiu-se que o uso de conversores multiníveis modulares é recomendado para redução de consumo de energia em sistemas de tração elétrica ferroviária através de frenagem regenerativa.

Alguns pontos poderiam ser investigados e abordados a fim de se realizar melhor implementação do sistema.

Primeiramente, é importante a utilização de técnicas de balanceamento da tensão dos condensadores dos submódulos, pois em aplicações reais, a topologia *Half-Bridge* não possui fonte de tensão contínua.

Outro ponto a implementar é o aumento do número de submódulos do conversor multinível modular. Além de possuir mais níveis de tensão, o conversor geraria formas de onda mais semelhantes a sinusoides e a necessidade da utilização de filtros seria reduzida.

Adicionalmente, é importante a implementação de técnicas alternativas para o controlo da velocidade do motor, tais como controlo direto de binário, que garante maior eficiência e menos perdas.

Além disso, não há necessidade de controladores PI e a comutação dos semicondutores não necessita de técnicas *PWM* [31].

## 7. Referências Bibliográficas

- [1] Siemens, “Rail transportation.” <https://new.siemens.com/global/en/company/about/history/technology/transportation-technology/rail-transportation.html> (accessed Nov. 28, 2020).
- [2] M. Plakhova, B. Mohamed, and P. Arboleya, “Static model of a 2×25kV AC traction system,” in *2015 6th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, Dec. 2015, pp. 1–5, doi: 10.1109/PESA.2015.7398916.
- [3] I. Krastev, P. Tricoli, S. Hillmansen, and M. Chen, “Future of Electric Railways: Advanced Electrification Systems with Static Converters for ac Railways,” *IEEE Electrif. Mag.*, vol. 4, no. 3, pp. 6–14, Sep. 2016, doi: 10.1109/MELE.2016.2584998.
- [4] B. Bednar, P. Drabek, and M. Pittermann, “The comparison of different variants of new traction drives with medium frequency transformer,” in *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Jun. 2016, pp. 1172–1177, doi: 10.1109/SPEEDAM.2016.7525933.
- [5] S. Du, A. Dekka, B. Wu, and N. Zargari, “Review of High-Power Converters,” in *Modular Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, Inc., 2018, pp. 1–36.
- [6] M. Saeedifard and R. Iravani, “Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2903–2912, 2010, doi: 10.1109/TPWRD.2010.2050787.
- [7] P. Drábek, Z. Peroutka, M. Pittermann, and M. Cédľ, “New configuration of traction converter with medium-frequency transformer using matrix converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5041–5048, Nov. 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2138114.
- [8] F. Silva, S. Pinto, and J. Santana, *Conversores Comutados para Energias Renováveis*. 2016.
- [9] V. M. Pinto, “Um Estudo Comparativo de Técnicas de Chaveamento de Conversores de Três Níveis,” Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2005.
- [10] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, “Multilevel converters—a new breed of power converters,” 1996.
- [11] T. A. Meynard and H. Foch, “Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters,” *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 397–403, 1992, doi: 10.1109/PESC.1992.254717.
- [12] K. Corzine and Y. Familant, “A new cascaded multilevel H-bridge drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 1, pp. 125–131, 2002, doi: 10.1109/63.988678.

- [13] M. Calais, V. G. Agelidis, L. J. Borle, and M. S. Dymond, "Transformerless five level cascaded inverter based single phase photovoltaic system," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 3, pp. 1173–1178, 2000, doi: 10.1109/PESC.2000.880477.
- [14] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, "Operation of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Power Plants under Bridge Failures," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 7228–7236, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2434995.
- [15] S. B. Karanki and D. Xu, "NPC based dual active bridge topology for integrating battery energy storage to utility grid BT - 2014 IEEE 27th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, CCECE 2014, May 4, 2014 - May 7, 2014," *Electr. Comput. Eng. (CCECE), 2014 IEEE 27th Can. Conf.*, pp. 1–6, 2014, [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/CCECE.2014.6901151>.
- [16] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, vol. 3, pp. 272–277, doi: 10.1109/PTC.2003.1304403.
- [17] D. Ronanki and S. S. Williamson, "Modular Multilevel Converters for Transportation Electrification: Challenges and Opportunities," *IEEE Trans. Transp. Electrif.*, vol. 4, no. 2, pp. 399–407, Jun. 2018, doi: 10.1109/TTE.2018.2792330.
- [18] M. Quraan, T. Yeo, and P. Tricoli, "Design and Control of Modular Multilevel Converters for Battery Electric Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 507–517, Jan. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2408435.
- [19] M. Vasiladiotis and A. Rufer, "Analysis and Control of Modular Multilevel Converters With Integrated Battery Energy Storage," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 163–175, Jan. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2303297.
- [20] D. Ramirez, F. Martinez-Rodrigo, S. de Pablo, and L. Carlos Herrero-de Lucas, "Assessment of a non linear current control technique applied to MMC-HVDC during grid disturbances," *Renew. Energy*, vol. 101, pp. 945–963, 2017, doi: 10.1016/j.renene.2016.09.050.
- [21] S. Thamizharasan, J. Baskaran, S. Ramkumar, and S. Mubarak Ali, "Modified carrier PWM strategies for multilevel inverters," *Proc. Int. Conf. Comput. Power, Energy, Inf. Commun. ICCPEIC 2013*, vol. 49, no. 4, pp. 51–54, 2013, doi: 10.1109/ICCPEIC.2013.6778497.
- [22] C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Phase-Shifted Carrier Modulation Techniques for Cascaded H-Bridge Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6684–6696, 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2442516.
- [23] R. Darus, J. Pou, G. Konstantinou, S. Ceballos, and V. G. Agelidis, "A modified voltage balancing sorting algorithm for the modular multilevel converter: Evaluation for staircase and phase-disposition PWM," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 255–260,

2014, doi: 10.1109/APEC.2014.6803318.

- [24] Jong-Woo Choi and Sang-Cheol Lee, "Antiwindup Strategy for PI-Type Speed Controller," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 2039–2046, Jun. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2016514.
- [25] J.-K. Seok, "Frequency-Spectrum-Based Antiwindup Compensator for PI-Controlled Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 6, pp. 1781–1790, Dec. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.885118.
- [26] N. J. KRIKELIS, *State feedback integral control with 'intelligent' integrators*, vol. 32, no. 3. 1980.
- [27] A. Ghoshal and V. John, "Anti-windup Schemes for Proportional Integral and Proportional Resonant Controller," no. 2, pp. 1–6, 2010, [Online]. Available: [https://www.researchgate.net/publication/277879787\\_Anti-windup\\_Schemes\\_for\\_Proportional\\_Integral\\_and\\_Proportional\\_Resonant\\_Controller](https://www.researchgate.net/publication/277879787_Anti-windup_Schemes_for_Proportional_Integral_and_Proportional_Resonant_Controller).
- [28] D. Jee and N. Patel, "V/f CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVE," National Institute of Technology Rourkela, 2013.
- [29] F. Miguel, "Impacto da Microgeração na Forma de Onda da Tensão da Rede de Distribuição Engenharia Electrotécnica e de Computadores," 2009.
- [30] J. Park *et al.*, "Evaluation of the detectability of broken rotor bars for double squirrel cage rotor induction motors," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2010, pp. 2493–2500, doi: 10.1109/ECCE.2010.5617950.
- [31] A. Hughes and B. Drury, "Variable Frequency Operation of Induction Motors," in *Electric Motors and Drives*, Elsevier, 2013, pp. 205–253.



# Anexos

## Anexo A. Dimensionamento do Transformador

<b>Transformador 700kVA - Primário 25kV</b>		
	Valores base	
<b>Tensão primário*</b>	<b>Unp</b>	<b>25000 V</b>
<b>Tensão secundário*</b>	<b>Uns</b>	<b>4000 V</b>
<b>Potência*</b>	<b>Sb</b>	<b>700000 VA</b>
Corrente primário	Inp	28,00
Corrente secundário	Ins	175,00
<b>Ensaio em vazio</b>		
	Cálculo do ramo de magnetização	
<b>Perdas em vazio*</b>	<b>P0</b>	<b>2000 W</b>
	$P0 \text{ (p.u.)} = P0/Sb$	0,0029 p.u.
<b>Corrente magnetização*</b>	<b>Im</b>	<b>1 %</b>
	Im	0,0100 p.u.
Condutância de magnetização Gm	$Gm = P0/(Un^2)$	0,0029 p.u.
Susceptância de magnetização	$Bm = -\sqrt{((Im/Un)^2 - Gm^2)}$	-0,0096 p.u.
Resistência de magnetização Rm	$Rm = 1/Gm$	350,00 p.u.
Reactância de magnetização Xm	$Xm = 1/Bm$	104,35 p.u.
<b>Ensaio em curto-circuito</b>		
<b>Tensão de curto-circuito*</b>	<b>Ucc</b>	<b>1,5 %</b>
	$Ucc \text{ (p.u.)}$	0,015 p.u.
<b>Perdas em carga*</b>	<b>Pc</b>	<b>10000 W</b>
	$Pcc \text{ (p.u.)} = Pc/Sb$	0,01429 p.u.
	$Icc \text{ (p.u.)} = In$	1 p.u.
	$Zcc \text{ (p.u.)} = Ucc/Icc = Ucc$	0,015 p.u.
Resistência dos enrolamentos Rp+Rs	$Rt = Pcc/In^2$	0,01429 p.u.
Reactância de dispersão Xp+Xs	$Xt = \sqrt{Zcc^2 - Rt^2}$	0,004574 p.u.
Resistência de cada enrolamento	$Rp = Rs = Rt/2$	0,0071429 p.u.
Reactância dispersão de cada enrolamento	$Xp = Xs = Xt/2$	0,0022868 p.u.
* Dados fornecidos pelo fabricante		

## Anexo B. Esquema da Simulação no Simulink

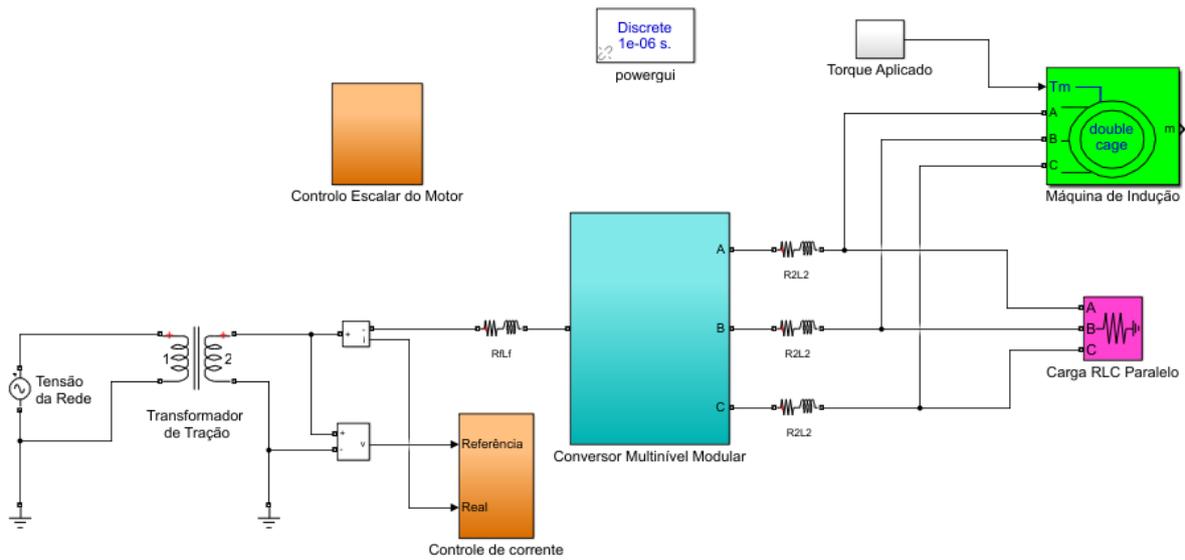


Figura A.1 – Representação do Sistema no Simulink.

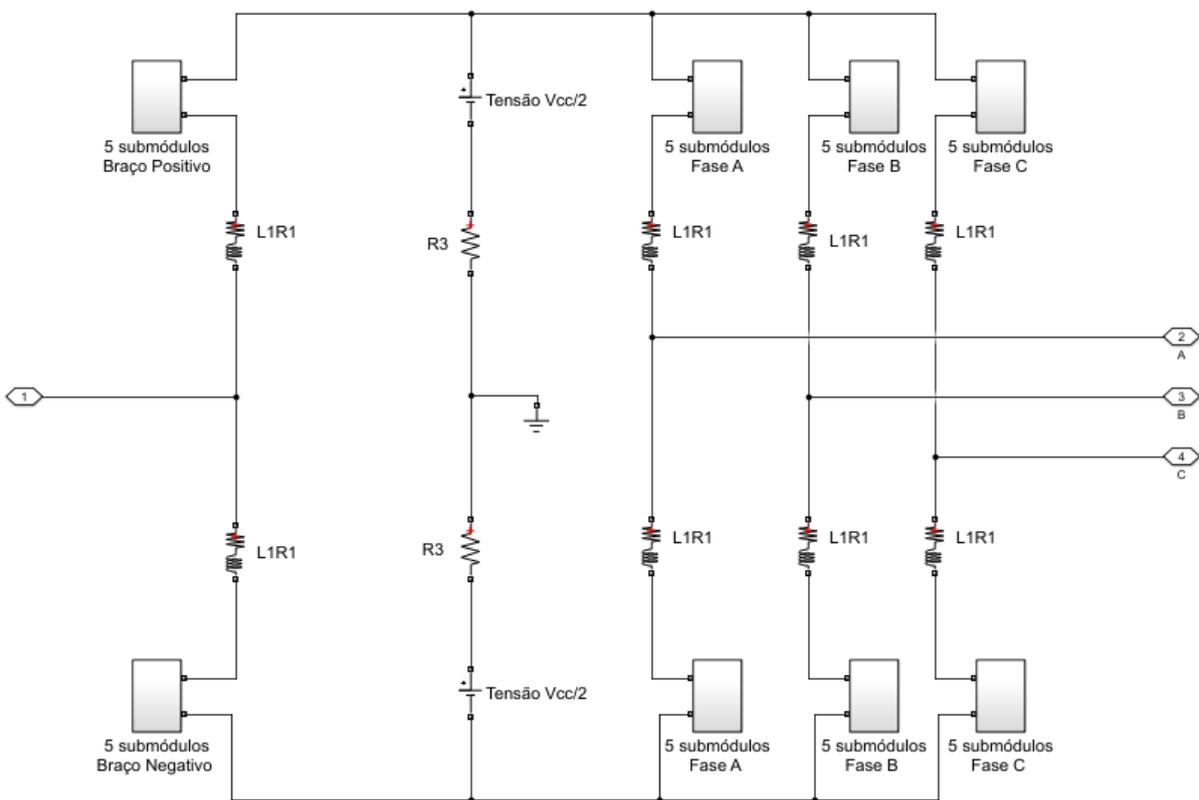


Figura A.2 – Conversor Multinível Modular.

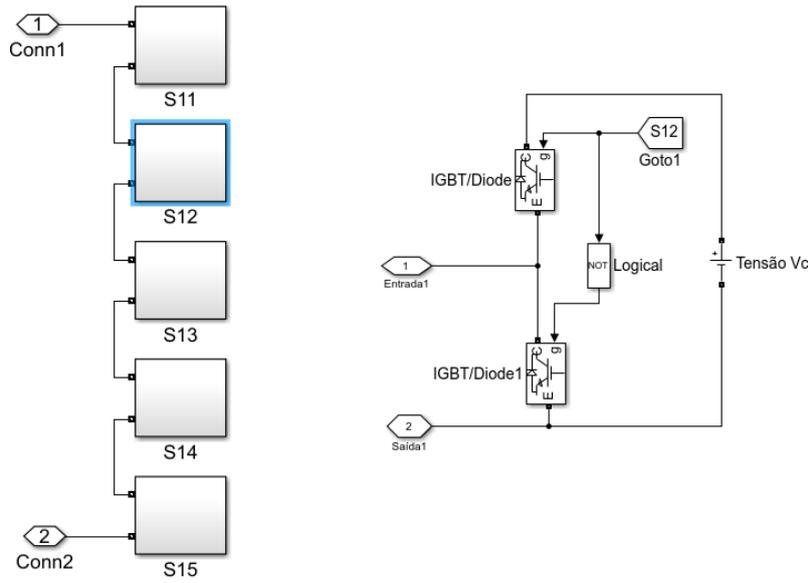


Figura A.3 – Esquema de um Braço Positivo e de um Submódulo.

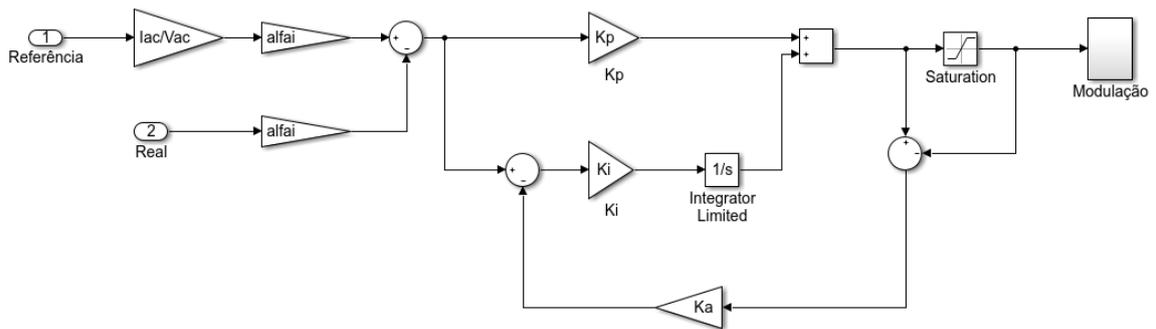


Figura A.4 – Controlo Linear da Corrente da Rede.

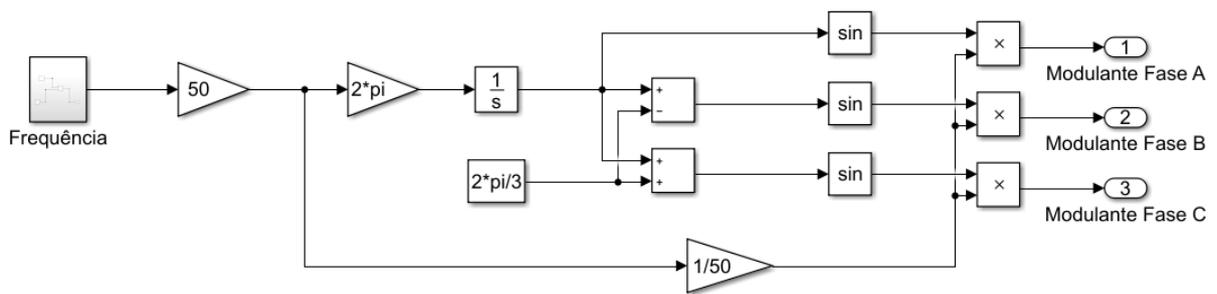


Figura A.5 – Modulantes para Controlo Escalar do Motor.

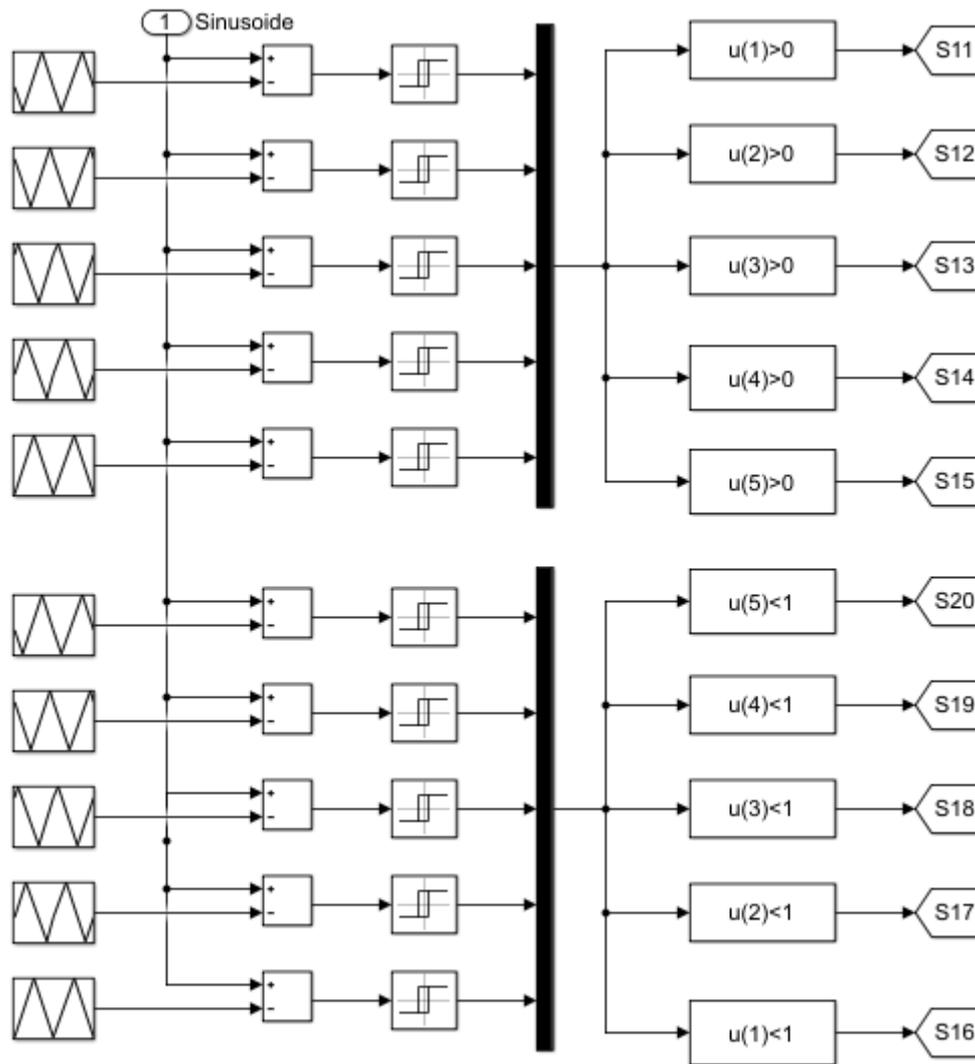


Figura A.6 – Modulação PSC-PWM.

Specifications		Block Parameters	
Preset: <a href="#">ABB_110_kW.mat</a>		Nominal power, voltage (line-line), and frequency:	
Nominal line-to-line rms voltage	$V_n$ (V) 400	[1.099e+05 400 50]	
Nominal frequency	$f_n$ (Hz) 50	Stator resistance and inductance [ $R_s$ (ohm) $L_s$ (H) ]:	
Nominal (full load) line current	$I_n$ (A) 194	[0.04434 0.0002341]	
Nominal (full load) mechanical torque	$T_n$ (N.m) 352	Cage 1 resistance and inductance [ $R_{r1}'$ (ohm) $L_{l1}'$ (H) ]:	
Synchronous speed	$N_s$ (rpm) 3000	[0.008114 0.0004017]	
Nominal (full load) mechanical speed	$N_n$ (rpm) 2982	Cage 2 resistance and inductance [ $R_{r2}'$ (ohm) $L_{l2}'$ (H) ]:	
Starting current to nominal current ratio	$I_{st}/I_n$ 7.6	[0.111 0.0002341]	
Starting torque to full load torque ratio	$T_{st}/T_n$ 2	Mutual inductance $L_m$ (H):	
Breakdown torque to full load torque ratio	$T_{br}/T_n$ 3	0.008831	
Nominal power factor	$pf$ (%) 86	Pole pairs:	
		1	
		Save spec to MATLAB structure	
		Apply to selected block	
		Help	
		Close	

Figura A.7 – Modelo do Motor do Simulink.